

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

ELEKTRONICKÝ SVĚTLÍK

ELECTRONIC SKYLIGHT

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Coufal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

BRNO 2021

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Martin Coufal

ID: 198024

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Elektronický světlík

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte elektrické svítidlo jako náhradu světlovodu pro přivedení denního světla do špatně osvětlených částí budov.

Způsob řízení osvětlení navrhněte tak, aby okamžitá intenzita osvětlení a jeho spektrální složení odpovídaly aktuálním světelným podmínkám ve vnějším prostředí. Pro generaci světelného záření použijte luminiscenční diody.

Nejdůležitější části svítidla realizujte a ověřte jejich funkčnost.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 25.5.2021

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.

doc. Ing. Lukáš Fujcik, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Teoretická část práce obsahuje popis LED a dalších součástí obvodu, které jsou ve svítidle využity. Praktická část se zabývá LED svítidlem, jeho návrhem, výrobou a uvedením do provozu. Zkoumá možnost měření stěžejních veličin popisujících okolní záření a jejich reprodukci v interiéru pomocí uměle vytvořeného světla. Záření odpovídajících parametrů je tvořeno vhodným mísením záření ze studených a teplých bílých LED. Pro řízení LED je navržen, sestaven a testován zdroj konstantního proudu. Ten je řízen mikroprocesorem, což umožňuje rozšíření funkcionality o další režim, ve kterém může zařízení pracovat. Mikroprocesor vyžaduje přítomnost zdroje malého napětí, který je realizován pomocí zdroje topologie Flyback.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, LED, Flyback, snižující měnič, svítidlo

Abstract

Theoretical part of this thesis describes LEDs and other circuitry used for LED light design. LED light is designed, manufactured and put into operation. This thesis examines possibilities of measuring exterior light and its key parameters. The device uses two sets of LEDs – warm white and cold white to create light with parameters dependent on exterior light. LEDs are driven by constant current sources that are designed, manufactured and examined in this thesis. The device is microprocessor-controlled, which allows to switch between multiple modes of operation. Flyback SMPS is used to power the microcontroller.

Keywords

SMPS, LED, Flyback, buck converter, LED lighting

Bibliografická citace:

COUFAL, Martin. Elektronický světlík [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-05-20]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134641>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Jaroslav Boušek.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Martin Coufal
VUT ID studenta:	198 024
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	Elektronický světlik

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 20. května 2021

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu této diplomové práce prof. Ing. Jaroslavu Bouškovi, CSc. za vedení po odborné stránce a trpělivost při konzultaci výzev, které tato práce přinesla. Dále děkuji svému bratrovi za připomínky a rady, které jsem od něj k této práci obdržel.

V Brně dne: 20. května 2021

.....
podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
ÚVOD.....	12
1. LED.....	13
1.1 FYZIKÁLNÍ POPIS LED	13
1.1.1 Voltampérová charakteristika LED.....	14
1.2 ŘÍZENÍ LED.....	15
1.3 SPEKTRÁLNÍ CHARAKTERISTIKY LED	15
1.3.1 LED s luminoforem	15
2. DC-DC MĚNIČE.....	17
2.1 DŮVODY POUŽITÍ SPÍNANÝCH ZDROJŮ	17
2.2 MĚNIČ TYPU CONSTANT CURRENT	18
2.3 MĚNIČ TYPU FLYBACK.....	19
3. NÁVRH ZAŘÍZENÍ.....	22
3.1 VÝKONOVÉ LED	22
3.2 MĚNIČ TYPU CONSTANT CURRENT	23
3.3 MĚNIČ TYPU FLYBACK	25
3.3.1 Tlumicí člen.....	27
3.4 SENZOR SVĚTELNÝCH PODMÍNEK	29
3.5 VOLBA MIKROPROCESORU.....	30
3.5.1 Módy funkce obvodu.....	30
4. NÁVRH A VÝROBA DPS	32
4.1 ŘÍDICÍ DPS	32
4.2 HLINÍKOVÉ DPS	33
4.3 OSAZENÍ DPS	34
4.3.1 Hliníkové DPS.....	34
5. NÁVRH SENZORU OSVĚTLENÍ	36
6. UVEDENÍ ZAŘÍZENÍ DO PROVOZU	37
6.1 ZDROJE KONSTANTNÍHO PROUDU PRO LED.....	37
6.1.1 Detailní popis realizovaných zdrojů konstantního proudu.....	39
6.1.2 Měření termokamerou	41
6.1.3 Provedené změny zdrojů.....	42
6.2 MĚNIČ TOPOLGIE FLYBACK.....	45
6.3 ŘÍDICÍ ČÁST	46
6.3.1 Senzor osvětlení.....	47
6.4 PŘÍPRAVA NA PŘIPOJENÍ ZAŘÍZENÍ DO SÍTĚ	48

6.4.1	<i>Měření oteplení součástek</i>	50
7.	PŘEHLED FUNKCÍ SOFTWARE	53
8.	POPIS VYBRANÝCH ČÁSTÍ SOFTWARE	54
8.1	VÝPOČET TEPLoty CHROMATIČNOSTI	54
8.2	PRŮMĚROVÁNÍ HODNOT VSTUPŮ	56
8.3	RUČNÍ OVLÁDÁNÍ	56
8.4	KALIBRACE	56
9.	NÁVRH A VÝROBA MECHANICKÉ KONSTRUKCE	58
9.1	NÁVRH MECHANICKÉ KONSTRUKCE	58
9.1.1	<i>Chlazení zařízení</i>	59
9.1.2	<i>Přípevnění řídicí DPS</i>	60
9.2	MECHANICKÁ KONSTRUKCE SVÍTIDLA	61
10.	MOŽNOSTI DALŠÍHO VÝVOJE	63
10.1	NAPÁJENÍ Z FOTOVOLTAICKÝCH PANELŮ	63
11.	ZÁVĚR	65
	LITERATURA	66
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	70

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Přímá a nepřímá pásová struktura polovodičů, upraveno z [3]	13
Obr. 1.2: VA charakteristika LED, upraveno z [4]	14
Obr. 1.3: Vliv luminoforu na spektrum záření LED, převzato z [1]	16
Obr. 1.4: Škála teploty chromatičnosti LED, převzato z [6]	16
Obr. 2.1: Měnič typu constant curent, překresleno z [9]	18
Obr. 2.2: První fáze funkce měniče typu Flyback, překresleno z [8]	20
Obr. 2.3: První fáze funkce měniče typu Flyback, překresleno z [8]	20
Obr. 3.1: Blokové schéma finálního výrobku	22
Obr. 3.2: Kompletní schéma měniče typu Constant current pro LED	25
Obr. 3.3: Vinutí trnasformátoru Myrra 74003, upraveno z [15]	26
Obr. 3.4: Zapojení optočlátku ze simulačního prostředí eDesignSuite	27
Obr. 3.5: Tlumící člen připojený k primárnímu vinutí, a) RCD, b) s transilem	27
Obr. 3.6: Kompletní schéma měniče typu Flyback pro napájení procesoru	28
Obr. 3.7: Zapojení mikroprocesoru a jeho periférií	31
Obr. 4.1: Rozložení řídicí DPS	32
Obr. 4.2: Rozložení DPS s LED	33
Obr. 4.3: 3D tištěná šablona před použitím	35
Obr. 5.1: Zesilovač TIA	36
Obr. 6.1: Průběh napětí na spínacím tranzistoru	38
Obr. 6.2: Počátek funkce měniče při malém napájecím napětí	39
Obr. 6.3: Funkce měniče při napájecím napětí od 180 V (a) do 320 V (d), upraveno	40
Obr. 6.4: Zpoždění při spínání (a) a vypínání (b) tranzistoru, upraveno	41
Obr. 6.5: Počáteční měření termokamerou	42
Obr. 6.6: Měření napětí na spínacím tranzistoru po změně časovacího rezistoru na druhém kanálu	42
Obr. 6.7: Měření termokamerou pro rozdílné časovací rezistory	43
Obr. 6.8: Závislost teploty pouzdra spínacích tranzistorů na napájecím napětí	44
Obr. 6.9: Průběh napětí na spínacím tranzistoru integrovaném ve VIPER06	45
Obr. 6.10: Měření zdroje topologie Flyback termokamerou	46
Obr. 6.11: Řídicí část obvodu s provedenými změnami	47

Obr. 6.12: První verze externího senzoru osvětlení	48
Obr. 6.13: Průběh napětí na spínacím tranzistoru integrovaném ve VIPER06	50
Obr. 6.14: Teplota více zatěžovaného tranzistoru IXTY2N65X2 bez použití chladiče ..	50
Obr. 6.15: Teplota více zatěžovaného tranzistoru IXTY2N65X2 s použitým chladičem	51
Obr. 8.1: Postup výpočtu teploty chromatičnosti.....	55
Obr. 10.1: Relativní spektrální senzitivita fotodiod SFH2701 (a) a VEMD5510 (b), upraveno z [19], [20].....	57
Obr. 9.1: Navržené konstrukční díly	58
Obr. 9.2: Upevnění plexiskla	59
Obr. 9.3: Proudění vzduchu uvnitř krabice	60
Obr. 9.4: Držák řídicí DPS.....	60
Obr. 9.5: Elektronika usazená ve vytištěném dílu	61
Obr. 9.6: Vizualizace (a) a ukázka výrobních dat (b) dílu z ohýbaného plechu.....	62
Obr. 11.1: Schéma pro solární napájení měničů konstantního proudu	64

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1: Klíčové parametry mikroprocesoru STM32F301K8T7 [22].....	30
Tab. 6.1: Výsledky měření střední hodnoty napájecího napětí pro různou hodnotu kapacity	49
Tab. 8.1: Výstupy ze senzoru při konstantní intenzitě záření	54

ÚVOD

Luminiscenční diody (LED; Light Emitting Diode) se dnes běžně používají pro osvětlení interiérů i exteriérů. V porovnání s ostatními druhy svítidel jsou LED světla nejefektivnější (díky tomu jsou také označovány jako nejekologičtější). Použití LED jako svítidel nebylo vždy možné ze dvou hlavních důvodů. Prvním z nich je, že i několik desítek let po vyrobení prvních kusů v šedesátých letech minulého století neexistovaly takové LED, které by dodaly dostatečný výkon pro osvětlení většího prostoru. Druhým je jejich barevnost – vyrobit LED produkující bílé světlo se také povedlo až v pozdější době. Tyto problémy několik desítek let LED předurčovaly k použití jako indikátory.

V dnešní době jsou LED stále předmětem výzkumu. Nobelova cena byla v roce 2014 udělena právě skupině vědců, která na přelomu tisíciletí přišla s první modrou LED, bez které by LED svítidla tak, jak je známe, nemohla existovat. LED našly uplatnění i v displejích jako OLED (organické LED), které jsou dále rozvíjeny (např. jako ohebné displeje mobilních zařízení).

Při konstrukci svítidla je nutné navrhnout odpovídající zdroj pro LED, které je potřebné provozovat v jejich poměrně úzce specifikovaném pracovním bodu. Součástí práce je návrh a uvedení do provozu proudových zdrojů, které jsou realizovány formou proudových regulátorů s tlumivkou. Pro tento účel se v moderních zařízeních používají spínané zdroje, které nahrazují starší transformátorové zdroje. Spínané zdroje využívají pracovních kmitočtů nad slyšitelným pásmem – pro většinu zdrojů se používá 30 kHz nebo více. Volba vyššího kmitočtu, na kterou je v práci kladen důraz, umožňuje použití menších akumulacních prvků, což snižuje výrobní náklady, a to i při použití vyššího počtu součástek. Horní limit kmitočtu určují parazitní vlastnosti konkrétních použitých součástek a tepelné ztráty na součástkách.

Navržený elektronický světlík disponuje více režimy funkce. Aby to bylo možné, je celé zařízení koncipováno jako systém řízený mikroprocesorem, který snímá vstupy ze senzoru s fotodiodami. Protože je celé zařízení napájeno z běžné rozvodné sítě, mikroprocesor je napájen pomocí galvanicky odděleného zdroje topologie Flyback. Dalším důležitým požadavkem je zachování galvanického oddělení i při přenosu informace z mikroprocesoru na zdroj proudu pro LED.

1. LED

1.1 Fyzikální popis LED

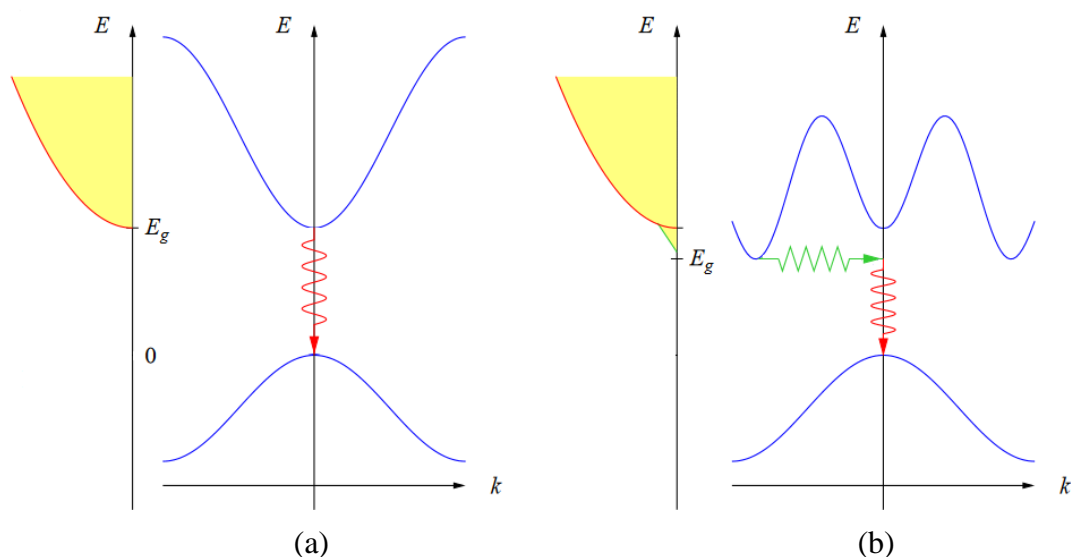
LED (z anglického Light Emitting Diode) je jednopřechodová polovodičová součástka, která pomocí jevu elektroluminiscence přeměňuje elektrickou energii na energii záření (světlo). Elektroluminiscence probíhá jen při propustné polarizaci PN přechodu. Jedná se o jev, kdy se difúzní proud majoritních nosičů v přechodu dostane do opačné části přechodu a tam se stane minoritními. Následuje proces rekombinace elektronů a děr. Energie E_g (velikost zakázaného pásu), se kterou nosiče překonaly zakázaný pás, je následně uvolněna do okolí ve formě záření. Pokud proběhne zářivá rekombinace, energie se z LED vyzáří jako vlnění o vlnové délce λ [1]:

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E_g} \quad (1.1)$$

kde h je Planckova konstanta a c rychlost světla ve vakuu. LED jsou tedy zdrojem monochromatického záření, o jejich vlnové délce rozhoduje chemické složení použitých polovodičů. Energie vyzářeného fotonu se musí rovnat energii elektronu podle vzorce [2]

$$q \cdot U = h \cdot f = h \cdot \frac{c}{\lambda}, \quad (1.2)$$

kde q je elementární náboj elektronu a U napětí přiložené na součástku (udávají energii elektronu), h je Planckova konstanta a f frekvence emitovaného záření (udávají energii fotonu).



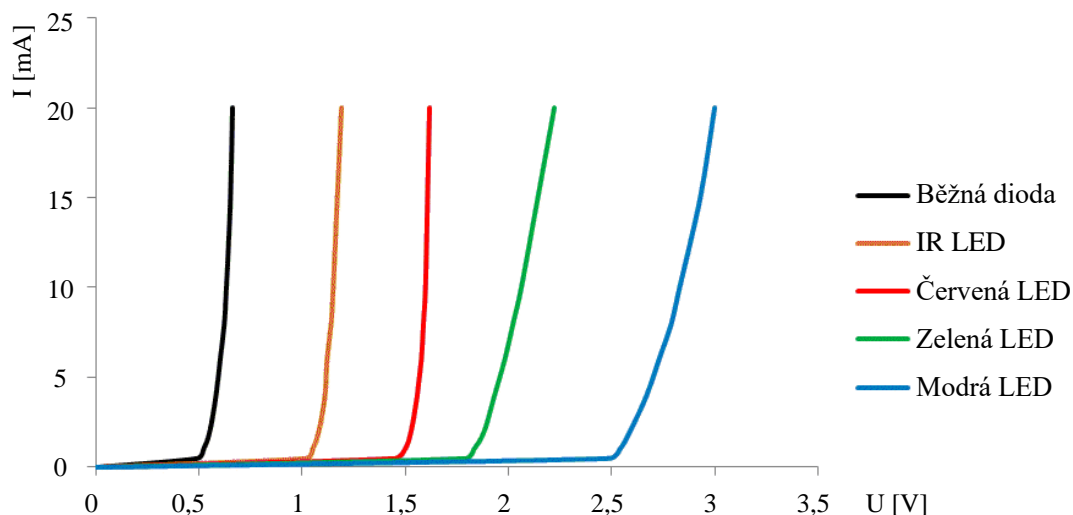
Obr. 1.1: Přímá a nepřímá pásová struktura polovodičů, upraveno z [3]

Zářivá rekombinace nastává pouze v případě přímé pásové struktury polovodiče (s použitím $A^{III}B^V$ polovodičových sloučenin) – pokud minimum vodivostního pásu leží nad maximum valenčního pásu. [1] Přímou pásovou strukturu znázorňuje obr. 1.1 (a). Elektron v k -prostoru přechází přímo z vodivostního do valenčního pásu (označeno červeně) [3].

Pokud je pásová struktura polovodiče nepřímá, elektroluminiscence je velmi málo pravděpodobná. To je znázorněno v části (b) stejného obrázku. Minimum vodivostního pásu je v k-prostoru od maxima valenčního pásu posunuto. Na přechodu se kromě elektronu podílí i kvazičástice fonon označená zeleně – proces je nazván fononový přechod. [3]

1.1.1 Voltampérová charakteristika LED

Voltampérová charakteristika LED je podobná VA charakteristice běžné diody. Rozdílem je ale velikost prahového napětí U_P . To je vlastnost daná chemickým složením materiálů PN přechodu (a podle rovnice 1.2 udává vlnovou délku emitovaného záření). Ve viditelném spektru nejnižší prahové napětí (okolo 1,8 V) mají červené LED, nejvyšší (okolo 3,3 V) modré LED. VA charakteristiku LED různé vlnové délky ukazuje obr. 1.2. Z charakteristiky vyplývá, že po překročení napětí U_P malá změna přiloženého napětí způsobí velkou změnu proudu protékajícího LED.



Obr. 1.2: VA charakteristika LED, upraveno z [4]

Proud diodou I se spočte podle Shockleyho rovnice ideální diody [5]

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right), \quad (1.3)$$

kde I_0 je saturační proud diody, U přiložené napětí a U_T termodynamické napětí spočtené dle vzorce [5]

$$U_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV}, \quad (1.4)$$

kde k je Boltzmannova konstanta a T teplota (pro hodnotu U_T 26 mV se předpokládá teplota 300 K).

1.2 Řízení LED

Nejjednodušší způsob řízení LED je použitím předřadného rezistoru. Tento způsob se využívá u signálových LED, které neodebírají velký výkon. Rezistor v sériovém spojení s LED připojený k napěťovému zdroji přeměňuje část dodávané energie na nevyužitelné teplo. Tímto je energie mařena, ale kvůli celkovému malému zmařenému výkonu této kombinace je tento způsob běžně užívaný. Pro LED vyšších výkonů se pracovní bod nastavuje proudem, který přes součástku prochází. [6] Podle obr. 1.2 je zřejmé, že se změnou protékajícího proudu se změní i napětí na přechodu, jeho změna je ale velmi malá. Při řízení napětím by malá změna napětí způsobila velkou změnu proudu a tím i odebíraného výkonu.

Pokud existuje požadavek na postupné řízení jasu LED, vhodnou metodou je použití PWM – pulzně šířkové modulace (anglicky Pulse Width Modulation). Ta přepíná LED mezi dvěma stavy, úplným vypnutím a plným výkonem. Přepínání probíhá s vysokou frekvencí a střídá (poměr doby zapnutí a vypnutí v každé periodě) udává intenzitu, se kterou lidské oko výsledné záření vnímá, jelikož rychlé střídání zachytí jako konstantní hladinu osvětlení. Pomocí PWM je vhodné nastavit i procentuální výkon LED, protože při nastavení proudem nevyvolá lineární změna proudu lineární změnu intenzity osvětlení. [6]

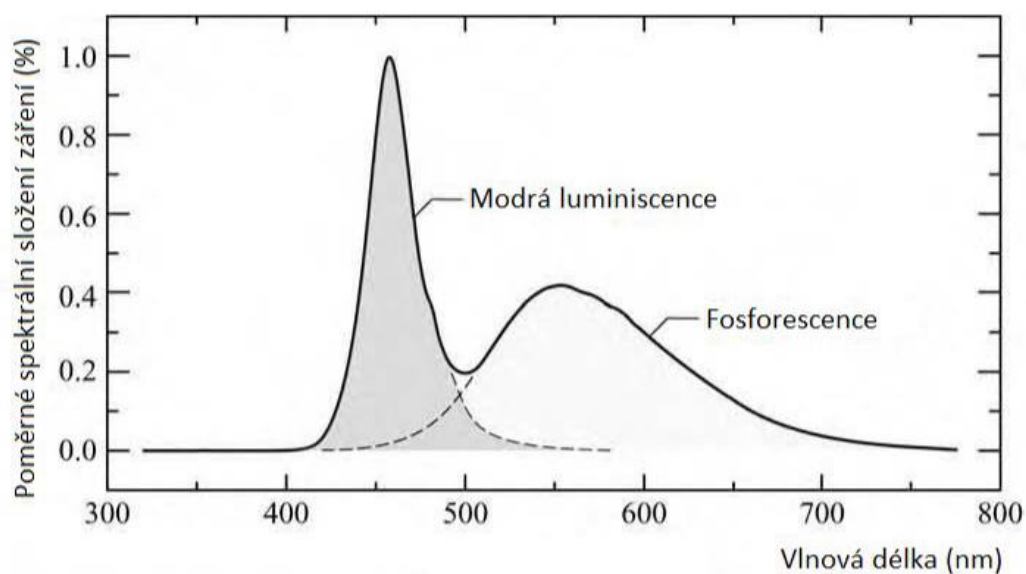
1.3 Spektrální charakteristiky LED

Jak již bylo zmíněno výše, LED vyzařují monochromatické záření. Pro účely osvětlení prostor je potřebné vytvořit bílé světlo. Jednou z možností je složení bílého světla z červené, zelené a modré barvy – pomocí RGB metody. RGB LED jsou součástky, které v jednom pouzdře obsahují tři diody s výše zmíněnými barvami. Jsou dnes běžně k dostání, umožňují řídit každou barvu zvlášť. Pro osvětlení prostor ale nejsou využívány, jelikož pro tvorbu čistě bílého světla je nutné velmi přesně nastavovat výkon každé diody v pouzdře. [6] Používané jsou např. v divadelní technice, kde jsou požadovány různé barevné efekty.

1.3.1 LED s luminoforem

Bílé světlo se v pouzdře LED tvoří použitím luminoforu. Záření, které na luminofor dopadne, excituje elektron v atomu luminoforu. Nastane proces fotoluminiscence – excitovaný atom se navrácí do původní energetické hladiny a přitom odevzdá energii ve formě záření s menší energií, než byla energie původního záření. Vyzáří tedy foton vyšší vlnové délky, než jakou má původní záření.

Světlo v LED s luminoforem je tedy tvořeno modrou LED, které prochází luminoforem obsaženým v pouzdře součástky. [1] Část záření je pomocí luminoforu přeměněna na žluté. Tyto dvě složky záření jsou zkombinovány a výsledkem je bílé světlo, které není na rozdíl od RGB metody nutné nijak nastavovat. LED s luminoforem se pro tvorbu světla v interiéru běžně používají. Spektrální charakteristiku takové LED ilustruje obr. 1.3.



Obr. 1.3: Vliv luminoforu na spektrum záření LED, převzato z [1]

Barva světla pro osvětlení interiéru by měla odpovídat barvě denního světla v okolí. Proto se zavádí hodnocení podle teploty chromatičnosti T_c , její jednotkou je Kelvin a vychází z principu záření černého tělesa, se kterým se záření bílé LED porovnává. Byly zavedeny tři kategorie, do kterých se LED světla řadí: [6]

- Teplá bílá (2600 K – 3700 K)
- Neutrální bílá (3700 K – 5000 K)
- Studená bílá (5000 K – 8300 K)

Teplotu chromatičnosti znázorňuje obr. 1.4.



Obr. 1.4: Škála teploty chromatičnosti LED, převzato z [6]

2. DC-DC MĚNIČE

DC-DC měniče mění stejnosměrné vstupní napětí a proud na stejnosměrné výstupní napětí a proud jiných velikostí. Důležitým parametrem v dnešní době je účinnost takového zařízení η , která se vypočte jako

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}, \quad (2.1)$$

kde P_{out} značí výstupní výkon a P_{in} příkon měniče. Klasické měniče s transformátorem, které se běžně využívaly v minulosti, dosáhly kvůli použití regulátorů zpravidla účinnosti okolo 50 % nebo nižší, [6] což je v dnešní době nepřijatelné, pokud pro použití takového měniče neexistuje speciální důvod.

2.1 Důvody použití spínaných zdrojů

Z důvodu zvýšení účinnosti napájecích zdrojů se dnes běžně používají spínané zdroje (anglicky SMPS – Switch-mode Power Supply). Existuje mnoho typů spínaných zdrojů, jejich účinnost v optimálních podmínkách se pohybuje v rozmezí od 60 % až do 98 %. [7] Další výhodou je schopnost udržet konstantní výstupní napětí nebo konstantní výstupní proud, i když je měnič připojen na velké rozpětí vstupních napětí. [6] Podobná funkce u klasických trafo měničů měla za následek právě snížení účinnosti, dnešní měniče toho dosáhnou bez výrazných ztrát, většinou díky zpětné vazbě nebo měření veličiny, která je pro převod stěžejní. Energie je ukládána v induktorech s velmi malými ztrátami. Měnič navržený odpovídajícím způsobem může být využit např. pro evropskou i americkou rozvodnou síť, i když mají tyto dvě sítě rozdílné parametry. Další výhodou spínaných zdrojů jsou jejich rozměry, které jsou v porovnání s klasickými trafo zdroji výrazně menší.

Nevýhodou spínaných zdrojů je vyšší množství použitých součástek. Běžnou koncepcí je dnes rozdělení na řídicí a silovou část, přičemž jako řídicí část se využívá buďto pouze speciální integrovaný obvod, nebo IO doplněný o poměrně malé množství součástek. Spínaný zdroj obsahuje několik akumulačních prvků (ty z velké části udávají výsledné rozměry zařízení) a ostatní součástky. [6]

Mnoho měničů i nadále obsahuje transformátor, který už ale není napojen přímo na vstupní napětí, ale v obvodu má jinou funkci. Transformátor je pro některé topologie nepostradatelný, v jiných zapojeních se využívá pro galvanické oddělení výstupu, [8] což je u klasických trafo měničů samozřejmostí vyplývající z principu zařízení – převod se provádí na transformátoru, který je většinou primárním vinutím připojen přímo do rozvodné sítě.

Se zavedením spínaných zdrojů je také nutné dbát na filtraci rušení, které tyto zdroje vytváří. Rušení vzniká nerovnoměrným proudovým odběrem, který se mění v závislosti na fázi cyklu měniče.

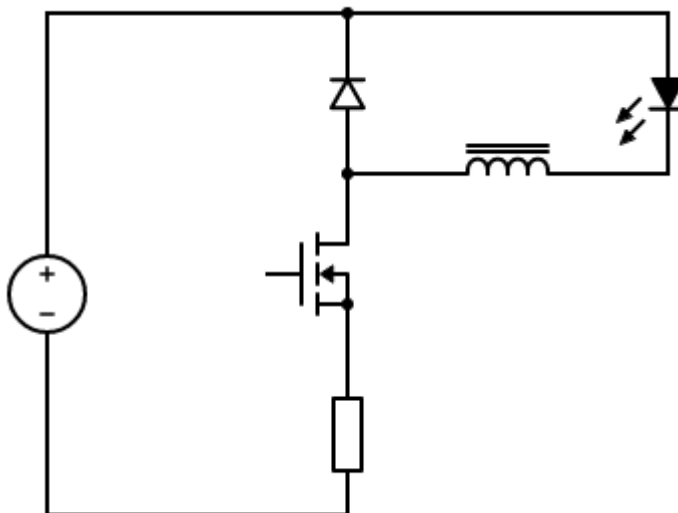
To vše dělá návrh měniče složitějším, ale v dnešní době existují nástroje, které umožňují návrh usnadnit. Software pro návrh většinou vyvíjí společnosti, které se zabývají výrobou řídicích IO pro tyto zdroje. Tyto nástroje mohou do velké míry nahradit ruční výpočty vycházející z katalogových listů a návrh zjednodušit.

Spínané zdroje běžně fungují na pracovních frekvencích, které jsou vyšší než maximální slyšitelná frekvence pro lidské ucho. Nejnižší používané pracovní frekvence běžných spínaných zdrojů se pohybují okolo 30 kHz. Je ale výhodné nastavit ještě vyšší pracovní frekvenci, při které není potřeba v akumulačních prvcích ukládat tak velké množství energie. [6] Tyto prvky tedy mohou mít menší rozměry.

Běžně se používají hlavně dva typy měničů. Prvním je snižující měnič (propustný, anglicky Step-down nebo BUCK), který umožňuje snížit výstupní napětí. Ty se dají běžně využít v mnoha aplikacích, kde by jinak bylo nutné použít lineární napěťový stabilizátor. Účinnost stabilizátorů bývá nízká a závisí na vstupním napětí (energie přeměněná na teplo odpovídá rozdílu vstupního a výstupního napětí). Druhým typem je zvyšující měnič (blokující, anglicky Step-up nebo BOOST), který napětí zvyšuje. Tyto měniče jsou používané například v zařízeních napájených z lithiových akumulátorů.

2.2 Měnič typu constant current

Jedním ze způsobů řízení LED je metoda konstantního proudu. Pro realizaci zdroje konstantního proudu je možné použít proudový regulátor s tlumivkou, který je běžně označován jako constant current source. Nejedná se o zdroj naprosto konstantního proudu, ale proud protékající LED má pilovitý průběh s malou hodnotou zvlnění, takže může být za konstantní považován. Jeho základní zapojení je na obr. 2.1. Skládá se ze spínacího prvku (tranzistoru), diody, tlumivky a výkonové LED.



Obr. 2.1: Měnič typu constant curent, překresleno z [9]

Tento obvod pracuje v opakovaných cyklech, každý cyklus má dvě fáze. Když se spínací prvek sepne, dioda je polarizována záporně – není otevřená. Proud protéká přes tlumivku a LED. Jeho velikost postupně narůstá podle vztahu do hodnoty

$$\Delta I = \frac{\Delta U \cdot t}{L}, \quad (2.2)$$

kde ΔU je napětí na tlumivce, t je čas, po který je spínací prvek sepnutý a L indukčnost tlumivky. V tlumivce se akumuluje energie a napětí na ní má kladný pól u LED. Proud narůstá až do uzavření spínacího prvku. Po uzavření se otočí polarita napětí na tlumivce, ale nezmění se směr toku proudu. Je otevřena dioda a proud prochází smyčkou, kterou tvoří dioda, LED a tlumivka. LED tedy svítí v obou fázích cyklu, stále přes ni teče proud, jehož velikost může konstruktér nastavit.

K řízení obvodu se běžně používají speciální integrované obvody, které jsou uzpůsobeny pro nastavení proudu LED. Tyto obvody obsahují vývod určený pro měření hodnoty napětí na odporu malé hodnoty R_{CS} (CS – current sensing). Rezistor je zapojen mezi source tranzistoru a záporný potenciál zdroje, jak ukazuje obr. 2.1. Pokud je tranzistor otevřený, protéká jím stejně velký proud jako tlumivkou. Se zvyšujícím se proudem se zvyšuje napěťový úbytek na rezistoru a když je překročena hodnota napětí definovaná v katalogovém listu, tranzistor se uzavře. Doba uzavření tranzistoru se nastavuje pomocí hodnoty časovacího rezistoru. Tranzistor se po uplynutí nastavené doby znovu otevře a cyklus se opakuje.

Některé řídicí IO mají ve své struktuře integrovaný spínací tranzistor. Použití těchto IO by vedlo ke zmenšení počtu použitých součástek. Většina regulátorů pracujících se sítovým napětím na vstupu ale tuto možnost neposkytuje, musí být použitý externí tranzistor. Ten musí mít dostatečně velkou hodnotu průrazného napětí, protože po jeho uzavření vzniknou napěťové špičky, které by mohly vést k jeho průrazu. Do návrhu se také běžně přidává návrhová rezerva, průrazné napětí tranzistoru je vhodné volit alespoň 650 V. [6]

2.3 Měníč typu flyback

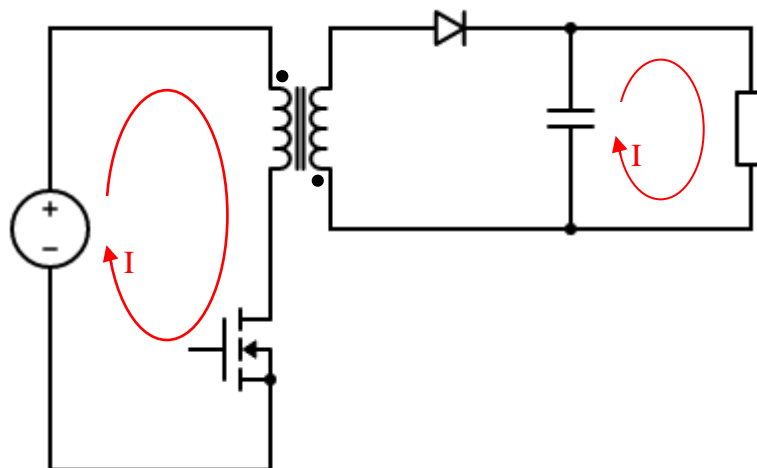
Druhým spínaným zdrojem použitým v diplomové práci je zdroj topologie flyback. Do českého jazyka se název přeloží jako jednočinný blokující měnič, [10] ale běžně se používá i původní anglický výraz. Pomocí tohoto zdroje bude napájen procesor, jeho periferie a další nízkonapěťová příslušenství.

Zdroje typu flyback jsou dnes běžně použity v aplikacích, kde se vyžaduje výkon nižší než 250 W, [8] například v nabíječkách pro mobilní zařízení. Hlavní výhodou oproti použití klasického BUCK DC-DC měniče je možnost galvanického oddělení výstupu, které se běžně při použití mikroprocesoru v obvodu využívá. Součástky na výstupu měniče se oddělí použitím transformátoru, což zvyšuje bezpečnost tohoto obvodu. Dalšími výhodami je využití poměrně malého množství součástek a z toho plynoucí nižší cena.

Základní měnič typu flyback se skládá ze spínacího prvku (MOSFET), transformátoru, diody a kondenzátoru. Flybackový transformátor je menší než klasický transformátor, který se dříve v podobných aplikacích využíval. Jak je možné vidět na schématu níže, začátky vinutí flybackového transformátoru jsou vzájemně otočeny proti sobě. [8] Pracovní cyklus měniče má dvě fáze:

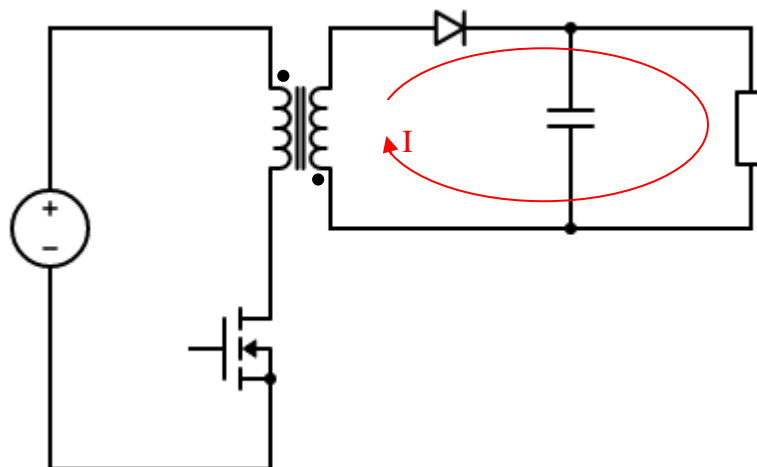
První fáze začíná sepnutím spínacího prvku. Primárním vinutím transformátoru protéká proud, jehož hodnota se v čase zvyšuje. V transformátoru se ukládá energie – zvyšuje se magnetický indukční tok. Kromě klasické funkce transformátoru je tedy vinutí využito také jako akumulární tlumivka. Protože jsou vinutí navinuta začátky proti sobě, napětí na

sekundární straně má takovou polaritu, která ponechává diodu mezi transformátorem a výstupem v závěrném směru. Proud do zátěže teče z kondenzátoru, který byl nabitý z předchozího cyklu. První fázi cyklu naznačuje obr. 2.2.



Obr. 2.2: První fáze funkce měniče typu Flyback, překresleno z [8]

V druhé fázi cyklu je spínací prvek rozepnutý. Primárním vinutím proud neprotéká. Otočí se polarita napětí na sekundárním vinutí a začne jím díky energii akumulované v transformátoru protékat proud. Dioda je v této fázi otevřená a proud teče do zátěže. Také se tímto proudem nabíjí kondenzátor, který bude energii do zátěže dodávat, až znovu dojde k otevření spínacího prvku na primární straně a bude se tak opakovat první fáze cyklu. Princip druhé fáze ukazuje obr. 2.3.



Obr. 2.3: První fáze funkce měniče typu Flyback, překresleno z [8]

Reálně použitelný zdroj typu flyback je složitější než ten v modelovém příkladu, resp. přesný návrh zdroje výše popsané jednoduchosti je značně obtížný. Pokud je požadováno dosáhnout přesné hodnoty výstupního napětí, musí být do obvodu přidána další část, která bude pomocí zpětné vazby řídit spínací tranzistor. Řízení se provádí pomocí změny střídý sepnutí a rozepnutí tranzistoru. Signál pro vyhodnocení může být získán buďto ze speciálního

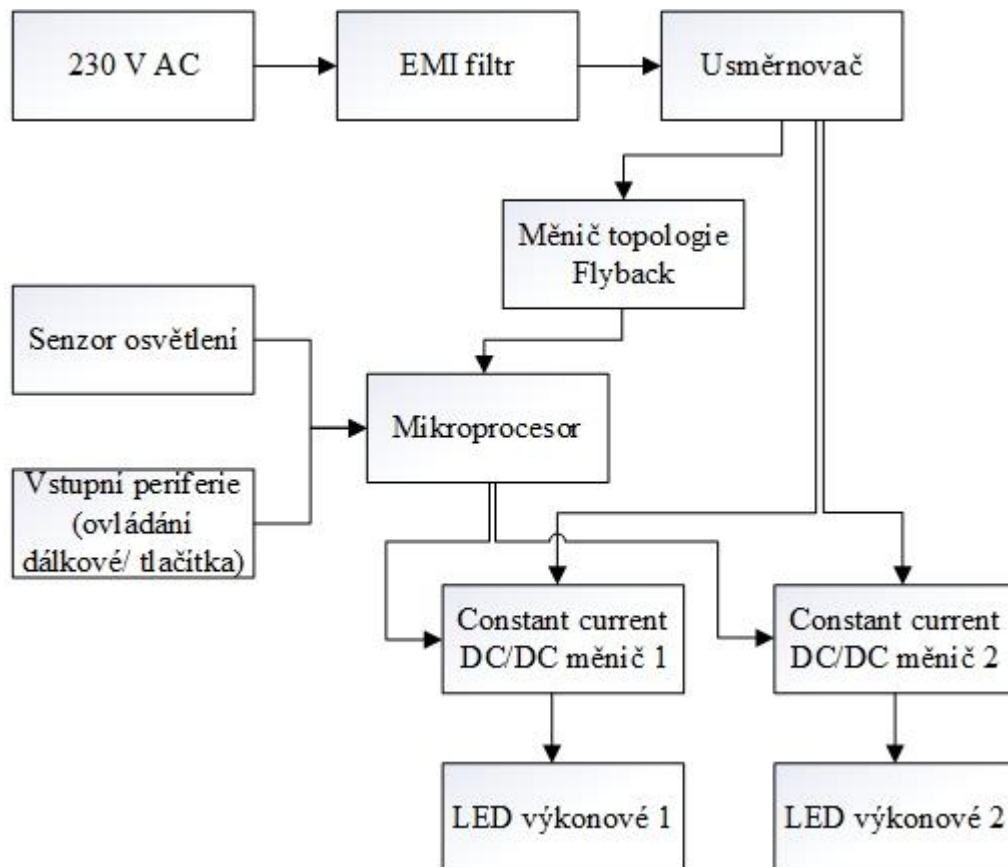
vinutí transformátoru, které je k tomu určené, nebo ze sekundárního vinutí. [8] Aby v tomto případě byla zachována podmínka galvanického oddělení, musí být pro přenos signálu zpět k řídicímu obvodu použit optočlen.

Pro řízení měničů typu flyback se v dnešní době používají výhradně specializované integrované obvody. Jejich pořizovací cena je většinou poměrně nízká. V těchto IO může být integrován i spínací tranzistor, odpadá tedy nutnost výběru další součástky. U spínacích tranzistorů je nutné dbát na vysokou hodnotu jejich průrazného napětí. Při rozepnutí spínacího prvku se napětí ze sekundárního vinutí transformuje zpět na primární stranu. Velikost napěťových špiček na tranzistoru závisí zejména na zvoleném transformátoru – na jeho rozptylové indukčnosti a poměru závitů primárního a sekundárního vinutí. Po započítání rezervy návrhu se běžně pro tento typ měničů volí tranzistory s průrazným napětím 800 V. [10] I zde představují tranzistory integrované v řídicím IO výhodu, jelikož výrobce této skutečnosti ve většině případů přizpůsobil návrh vnitřní struktury. IO se napájí buďto ze vstupního napětí pomocí integrovaného stabilizátoru nebo pomocí dalšího vinutí z transformátoru.

Reálné transformátory mají na primární straně parazitní rozptylovou indukčnost (leakage inductance). [11] Ta není vazbená k sekundárnímu vinutí a vytváří přechodné napěťové špičky. Ty je potřebné odstranit pomocí tlumicího členu (snubber). Ten lze vytvořit několika způsoby. Do obvodu se připojí paralelně k primárnímu vinutí transformátoru. Nejjednodušším řešením je přidání RC členu. Běžně se ale používají řešení, kdy je sériově s RC členem přidána i dioda, aby se omezily ztráty v obvodu. Dále je možné tlumicí člen realizovat jako sériové spojení transilu a diody. [8] Nově se začíná používat aktivní tlumicí člen – jedná se o kondenzátor sériově spojený se spínacím tranzistorem, který je řízen integrovaným obvodem. [12] Otevírání tranzistoru ve vhodných momentech umožňuje nabití kondenzátoru energií vzniklou v přechodném ději a následně její uvolnění do obvodu v pozdější fázi cyklu, čímž jsou redukovány ztráty.

3. NÁVRH ZAŘÍZENÍ

Zařízení je navrženo tak, aby bylo napájeno z rozvodné sítě. Hlavními prvky zařízení jsou dva zdroje konstantního proudu pro LED, zdroj topologie flyback a mikroprocesor, ke kterému budou připojeny periferie. Součástí návrhu je galvanické oddělení mikroprocesorové části od zbytku obvodu. Blokové schéma je na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Blokové schéma finálního výrobku

3.1 Výkonové LED

Aby mohly být navrženy zdroje konstantního proudu pro LED, musí být stanoveny jejich parametry. Pro uživatele osvětlení je stěžejním parametrem světelný výkon zařízení. Ten se liší v závislosti na typu prostoru, který je potřebné osvětlit. Počáteční výkon LED světla byl zvolen v rozmezí 15 W až 20 W. Na obr. 3.1 je znázorněno, že svítidlo bude obsahovat dvě sady LED a každá z nich bude řízena jedním měničem. Jedna sada bude obsahovat studené bílé a druhá teplé bílé diody. Jejich svit bude řízen pomocí PWM a bude odpovídat intenzitě okolního osvětlení. Spektrální vlastnosti těchto LED budou také odpovídat spektrálním vlastnostem okolního světla, což bude výhodné pro koncového uživatele, kterému bude světlo produkované zařízením připadat přirozené. Protože při činnosti svítidla nastanou momenty, kdy bude potřeba celý výkon vyžářit jen pomocí teplé nebo studené bílé, musí se výkon každé

barvy pohybovat právě mezi 15 W a 20 W. Toho lze dosáhnout pomocí použití jedné nebo několika COB LED (zkratka Chip on board – čip na desce). Jak je patrné z názvu, na takové součástce je sdruženo několik LED, které jsou vhodně kombinovány, aby bylo dosaženo smysluplných požadavků pro napájení. Jeden nebo dva takové LED moduly mají dostatečný výkon pro splnění požadavku uvedeného výše. Návrh ale musí počítat s chlazením těchto LED. Při účinnosti LED okolo 40 % by bylo nutné využít chladič, který by zajišťoval odvod tepla z LED, což by zdražilo celé zařízení. Tyto moduly jsou nabízeny v několika variantách vstupních napětí a proudů, ale není vždy možné vhodnou kombinaci, která by ideálně odpovídala obvodovým poměrům zdroje konstantního proudu.

Z výše uvedených důvodů byly zvoleny diskrétní LED v pouzdře 5630, které je pro realizaci světel běžné. První výhodou je možnost zvolit pomocí kombinace sériového a paralelního zapojení několika LED kombinaci výhodnou pro realizaci světla. Tyto LED je možné chladit pomocí DPS s hliníkovým jádrem. Tyto DPS se při konstrukci svítidel běžně využívají. Při odpovídajícím rovnoměrném rozložení takových LED na plochu DPS není nutné použití chladiče. DPS je ale nutné odpovídajícím způsobem izolovat od kovových částí krytu. Vybrány byly LED LTW-5630AZL50-EU a LTW-5630AZL30-EU od výrobce LITEON. Jsou to LED z jedné série, rozdílné jsou ale v teplotě chromatičnosti (barvě) vyzařovaného světla. Podle katalogového listu [13] mají obě LED $U_F = 3,03 \text{ V}$ při $I_F = 120 \text{ mA}$. Teplá i studená bílá bude složena ze 48 těchto LED v sériovém zapojení, potřebné napětí je tedy 145 V. Každý takový řetězec při $I_F = 120 \text{ mA}$ poskytne výkon

$$P = U \cdot I = 145 \cdot 0,12 = 17,4 \text{ W}, \quad (3.1)$$

což odpovídá výše uvedené podmínce.

3.2 Měnič typu constant current

Pro řízení LED bude použit zdroj ideálního proudu realizovaný jako proudový regulátor s tlumivkou. Pro řízení tohoto obvodu byl vybrán integrovaný obvod HV 9861 od výrobce Microchip. Ten umožňuje nastavení protékajícího proudu přes rezistor R_{CS} . Podle katalogového listu [9] dojde k vypnutí tranzistoru po překročení napětí 270 mV na R_{CS} . Hodnota rezistoru se tedy stanoví jako

$$R_{CS} = \frac{0,27 \text{ V}}{I_{LED}} = \frac{0,27}{0,12} = 2,25 \Omega. \quad (3.2)$$

Výkonová ztráta na R_{CS} bude

$$P_{ztr} = 0,27 \cdot I_{LED} = 0,27 \cdot 0,12 = 32,4 \text{ mW}, \quad (3.3)$$

což znamená, že může být použit běžný SMD rezistor (např. velikosti 0805) a že nebude zdrojem výrazných ztrát v obvodu.

Měnič by měl pracovat na vysoké frekvenci. Pro návrh je zvolena frekvence 500 kHz. Když se tranzistor sepne, čas do jeho vypnutí je určený časem, kdy je překročena hranice 270 mV, jak je popsáno výše. Návrhem je možné ovlivnit t_{off} – pevně stanovený čas, po který je tranzistor rozepnutý. Podle katalogového listu [9] se doba vypnutí vypočítá jako

$$t_{\text{off}} = \frac{R_T [\text{k}\Omega]}{25} + 0,3 [\mu\text{s}] . \quad (3.4)$$

Z [6] je zřejmé, že doba zapnutí není stejná jako doba vypnutí. Pro výpočty tedy bude předpokládáno, že doba zapnutí bude 60 % periody. Při frekvenci 500 kHz je doba vypnutí

$$t_{\text{off}} = \frac{1}{f} \cdot 0,4 = \frac{1}{5 \cdot 10^5} \cdot 0,4 = 8 \cdot 10^{-7} \text{ s} = 0,8 \mu\text{s} . \quad (3.5)$$

Hodnota rezistoru se z rovnice 4.4 spočte jako

$$R_T = 25 \cdot t_{\text{off}} [\mu\text{s}] + 7,5 = 25 \cdot 0,8 + 7,5 = 27,5 \text{ k}\Omega . \quad (3.6)$$

Indukčnost lze vypočítat ze dvou stavů (tranzistor může být sepnutý nebo rozepnutý). Při výpočtu v sepnutém stavu je potřebné určit napětí na indukčnosti jako napájecí napětí ponížené o úbytky na LED (U_{LED}) a na spínacím tranzistoru a snímacím odporu (dohromady jako U_{TR}). Protože není jasné, jaký tranzistor bude pro realizaci zvolen, U_{TR} je odhadnuto na 0,4 V. Oproti ostatním je ale jeho příspěvek k velikosti napětí na tlumivce zanedbatelný, je tedy možné počítat pouze s jeho hrubým odhadem:

$$U = U_{\text{CC}} - U_{\text{LED}} - U_{\text{TR}} = 270 - 145 - 0,4 = 124,6 \text{ V} , \quad (3.7)$$

kde hodnota U_{CC} je stanovena jako střední hodnota velikosti usměrněného napětí z rozvodné sítě tak, aby jeho zvlnění dosahovalo s vhodně připojeným kondenzátorem 30 %. S touto hodnotou zvlnění usměrněného napětí mohou pracovat oba použité měniče. Indukčnost tlumivky se spočte podle vzorce

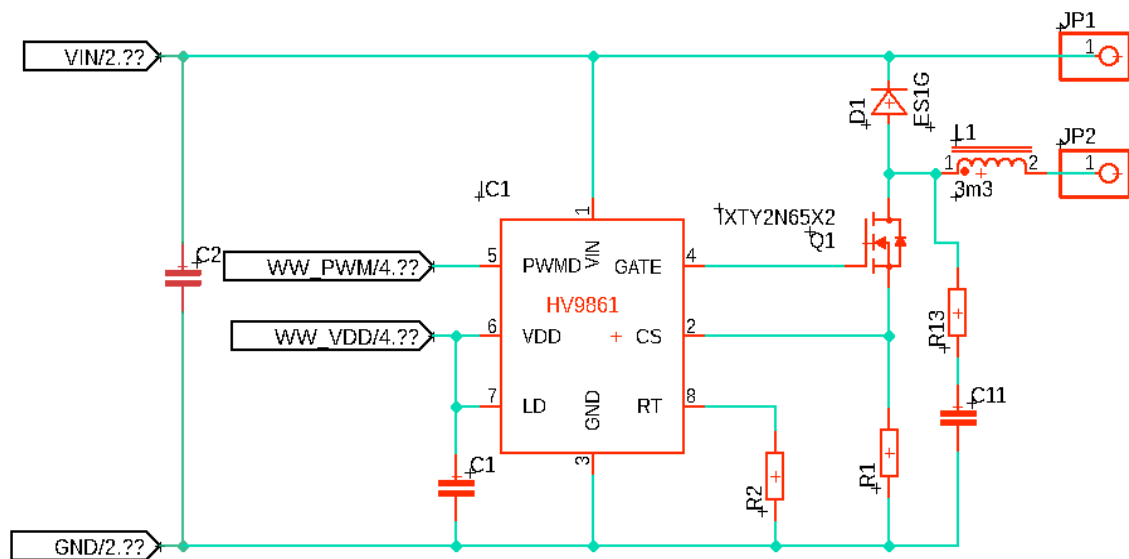
$$L = \frac{U \cdot t}{\Delta I} = \frac{124,6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{0,048} = 3,115 \cdot 10^{-3} \text{ H} = 3,115 \text{ mH} , \quad (3.8)$$

kde $t = 1,2 \mu\text{s}$ je doba, po kterou je tranzistor sepnutý a ΔI je zvlnění proudu určené jako 40 % proudu procházejícího LED. Při výběru tlumivky je nutné dbát i na hodnotu jejího saturačního proudu. Tlumivky s kombinací vyšší velikosti indukčnosti a saturačního proudu vyššího než 120 mA jsou k dostání, ale jedná se o prostorově výraznější součástky. Reálně je použita tlumivka s indukčností 3,3 mH.

Protože měnič odebírá proud v pulzech, je vhodné připojit kondenzátor, který se průběžně nabíjí a energii pro tyto pulzy rychle uvolňuje. Hodnota takového kondenzátoru je

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta U} = \frac{0,12 \cdot 1,2 \cdot 10^{-6}}{20} = 7,2 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 7,2 \text{ nF} . \quad (3.9)$$

Zvolený kondenzátor musí mít nízkou hodnotu ESR. Také je nutné zdůraznit, že tento kondenzátor slouží pro vykrytí proudových špiček způsobených měničem, ne pro stabilizaci usměrněného síťového napětí (takový kondenzátor bude mít řádově vyšší kapacitu). Je zvolena kapacita reálného kondenzátoru 10 nF.



Obr. 3.2: Kompletní schéma měniče typu Constant current pro LED

3.3 Měnič typu Flyback

Pro realizaci měniče typu Flyback s hlavními parametry výstupu 5 V / 0,1 A byl vybrán integrovaný obvod VIPER06HS od výrobce ST Microelectronics. Jedná se o řídicí IO s pevně stanovenou frekvencí spínání 115 kHz. Dále obsahuje vstup pro zpětnou vazbu, ochranu proti zkratu na výstupu, tepelnou ochranu a ochranu proti rozepnutí zpětnovazební smyčky. Součástí pouzdra je i spínací tranzistor s napětím průrazu 800 V a R_{DSon} 32 Ω (při teplotě 25 °C). [14] Druhou stěžejní součástí návrhu je výběr vhodného transformátoru.

Transformátor pro měnič typu Flyback musí obsahovat v jádře vzduchovou mezeru. Pro zařízení byl vybrán typ 74003 od firmy Myrra. Na primární straně je navinuto 120 závitů, obsahuje dvě sekundární vinutí s 5 a 7 závity. Pro DP bude využito vinutí se sedmi závity, které bude napájet výstupní 5V větev. Z ní se vytvoří 3,3 V lineárním stabilizátorem. [15] Takto bude možné v dalších obvodech využít 3,3 V i 5 V napájení. Pokud by byla střída spínání tranzistoru 50 %, výstupní napětí by odpovídalo vstupnímu změněnému ve stejném poměru, jaký je poměr počtu závitů N_2 k N_1 , a to

$$U_{OUT_0} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_{IN} = \frac{7}{120} \cdot 230 = 13,41 \text{ V}. \quad (3.10)$$

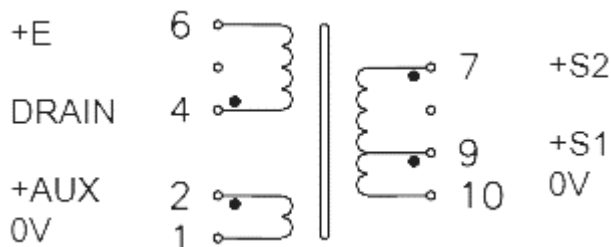
Na výstupu je ale požadováno cca třetinové napětí. Toho se dosáhne změnou střídly, která se odpovídajícím způsobem sníží. Její velikost bude

$$D = D_0 \cdot \frac{U_{OUT}}{U_{OUT_0}} = \frac{U_{OUT}}{\frac{N_2}{N_1} \cdot U_{IN}} = 0,5 \cdot \frac{5}{13,41} = 18,64 \%, \quad (3.11)$$

což je pro měnič tohoto typu přípustné, i když se jedná o nižší hodnotu.

Integrovaný obvod VIPER06HS musí být napájen. Nejedná se o přímé napájení usměrněným síťovým napětím, jaké je použito u HV9861 z kapitoly 3.2. Podle [14] je doporučeným způsobem napájení VIPER06HS oddělené vinutí transformátoru. Všechny

transformátory Myrra řady 74XXX tímto vinutím disponují, je označeno jako Aux. Vinutí transformátoru Myrra 74003 ukazuje obr. 3.3.



Obr. 3.3: Vinutí trnasformátoru Myrra 74003, upraveno z [15]

Regulaci napětí v obvodu zajišťuje zpětná vazba. Tu je možné realizovat dvěma způsoby. Prvním je využití Aux vinutí, které napájí IO. To má daný poměr závitů k výstupnímu vinutí. Poměr napětí na nich odpovídá poměru počtu závitů. Napětí na napájecím vinutí je snímáno a pomocí odporového děliče řídí FB vstup IO VIPER06HS.

Druhou možností je snímání velikosti výstupního napětí a pomocí něj ovládání řídicího IO. Tento způsob řízení je pro konstrukci složitější, ale výstupní napětí je řízeno přesněji. Také je nutné zachovat galvanicky oddělenou primární a sekundární stranu transformátoru, pro přenos informace musí být použitý vhodný optočlen. Signál zpětné vazby zpracovává COMP vstup VIPER06HS. Součástí zpětné vazby je napěťová reference poskytující pevné napětí pro LED v optočlenu. Když je překročeno výstupní napětí měniče, rozsvěcí se LED a začíná protékat proud optočlenem, který vyhodnocuje vstup COMP integrovaného obvodu. Napětí na tomto vstupu V_{COMP} klesne pod hodnotu V_{COMPL} definovanou v katalogovém listě [14] (1,1 V) a VIPER06HS ponechává spínací tranzistor uzavřený, dokud se toto napětí nezvedne zpět nad hodnotu V_{COMPL} dále navýšenou o hysterezní napětí 40 mV. Tranzistor následně začne znovu spínat. Tímto se sníží průměrná spínací frekvence obvodu a tím i spínací ztráty tranzistoru. Tento styl řízení výrobce nazývá jako Burst mode. [14]

Napěťová reference ve zpětné vazbě může mít více podob. Jednodušší variantou je použití Zenerovy diody. Pro optočlen s pracovním proudem LED I_{OP} 2 mA je vybrána Zenerova dioda o napětí U_Z 3,3 V. Na sériovém rezistoru bude napětí

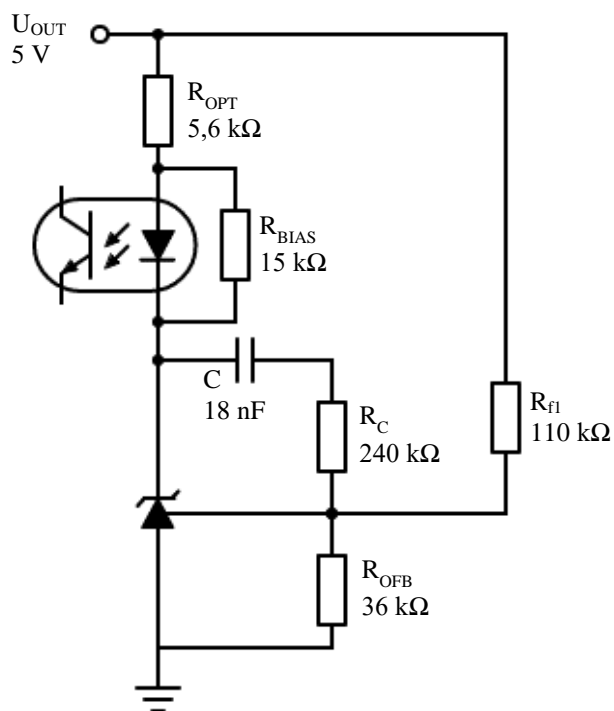
$$U = U_{OUT} - U_L - U_Z = 5 - 1,05 - 3,3 = 0,65 \text{ V}, \quad (3.12)$$

kde U_L je napětí na LED optočlenu v propustném směru. Hodnota rezistoru bude

$$R_{OPT} = \frac{U}{I_{OP}} = \frac{0,65}{0,002} = 325 \, \Omega. \quad (3.13)$$

V tomto případě bude využit rezistor hodnoty 330 Ω .

Je možné použít přesnější zapojení s napěťovou referencí TS431 nebo jí podobným konkurenčním výrobkem. Takové zapojení je složitější, ale lépe potlačí zvlnění [16]. Pro návrh zpětné vazby s TS341 bylo využito návrhové prostředí ST eDesignSuite. Jeho výstupem je zapojení na obr. 3.4.

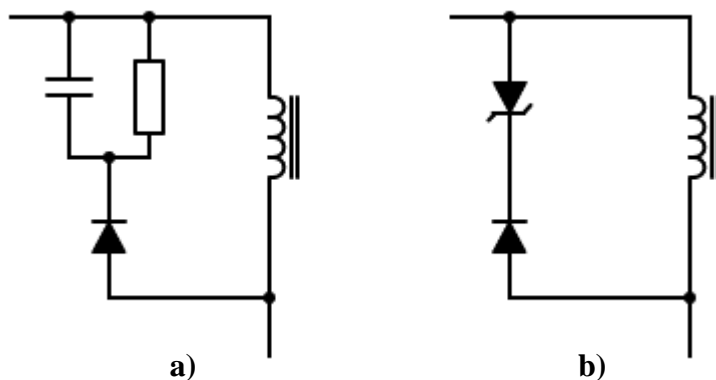


Obr. 3.4: Zapojení optočlátku ze simulačního prostředí eDesignSuite

Rezistorový dělič složený z R_{fi} a R_{OFB} v tomto zapojení nastavují řídicí napětí pro TS341, které je podle [17] stanoveno na 1,24 V. Proud druhou větví (který protéká i optočlenem) určují R_{OPT} a R_{BIAS} . Kondenzátor v sérii s R_C funguje jako integrátor a tím je dosaženo lepší stabilizace [16].

3.3.1 Tlumič člen

Návrh tlumičového členu (snubberu) bez možnosti měření parametrů zařízení je problematický. V této kapitole bude tedy uveden spíše odhad jeho parametrů a tento člen bude průběžně vylepšován, až bude měnič sestaven.



Obr. 3.5: Tlumič člen připojený k primárnímu vinutí, a) RCD, b) s transilem

Pro návrh tlumičového členu je několik vhodných možností popsanych v kapitole 2.3. navrhne bude tlumič člen obsahující diodu, rezistor a kondenzátor (označovaný jako RCD).

Pro jeho přesné určení je potřebné znát hodnotu rozptylové indukčnosti a dalších parametrů, které je možné určit až z měření. Pro výpočet byly tyto parametry zjištěny ze simulace v eDesignSuite. Podle dokumentace výrobce [18] se minimální velikost kondenzátoru spočte jako

$$C_{\min} = \frac{L_{LK} \cdot I_{\lim}^2}{(V_R + V_{\text{spike}})^2 - V_R^2} = \frac{2,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,07^2}{(130 + 170)^2 - 130^2} = 16,08 \text{ pF}, \quad (3.14)$$

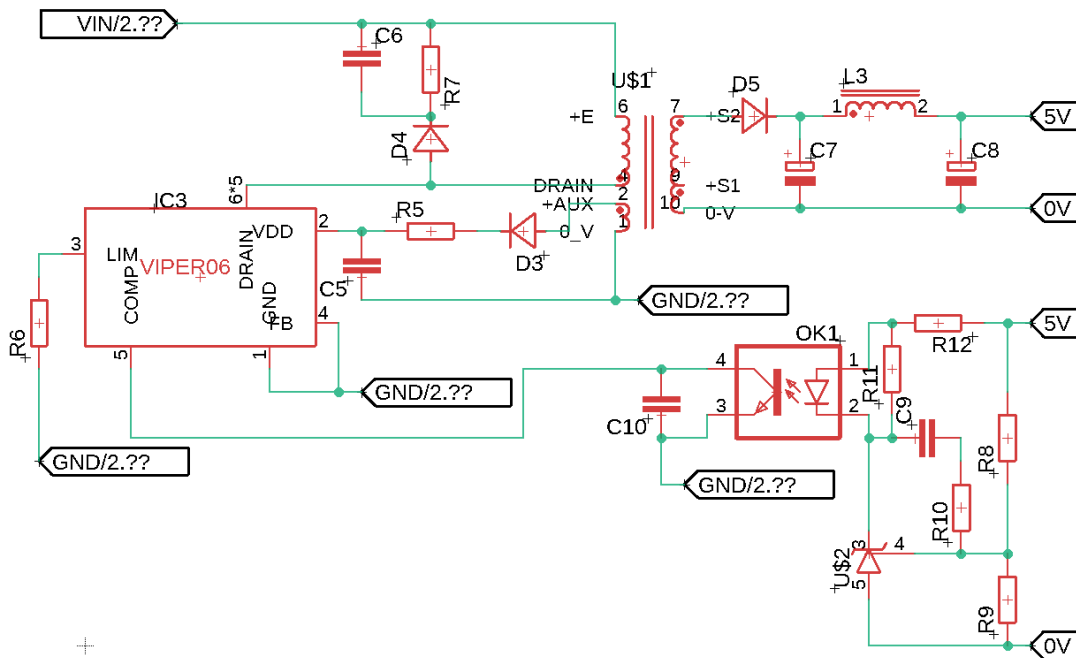
kde L_{LK} je hodnota rozptylové indukčnosti, I_{\lim} je špičkový proud primárním vinutím a V_R a V_{spike} jsou napětí popisující průběh podle [18]. Minimální hodnota rezistoru je

$$R_{\min} = \frac{1}{f_{\text{sw}} \cdot C_{\min} \cdot \ln \left(1 + \frac{V_{\text{spike}}}{V_R} \right)} = \frac{1}{115 \cdot 10^3 \cdot 16,08 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \left(1 + \frac{170}{130} \right)} = 6466 \, \Omega, \quad (3.15)$$

kde f_{sw} je spínací frekvence obvodu.

V obou případech se jedná o minimální hodnoty. I tak je viditelné, že jde pouze o výpočet založený na odhadnutých hodnotách a že bude tlumicí člen po měření upravován, a to možná v několika iteracích. Návrhové prostředí eDesignSuite navrhuje jako optimální hodnoty pro takový člen $R = 200 \text{ k}\Omega$ a $C = 1,5 \text{ nF}$.

Návrh tlumicího členu s transilem je jednodušší. Stačí vybrat takový transil, který povede proud při napětí, které je podobné amplitudě kmitů v obvodu. Toto napětí bylo v simulaci v eDesignSuite stanoveno na 140 V. Při vybrání transilu ve vhodném pouzdře bude možné uzpůsobit návrh DPS tak, aby byl do obvodu zapojitelný jak tlumicí člen s transilem, tak i RCD.



Obr. 3.6: Kompletní schéma měniče typu Flyback pro napájení procesoru

3.4 Senzor světelných podmínek

Pro ovládání výstupních LED bude určující intenzita a teplota chromatičnosti okolního osvětlení. Jednoduchým způsobem měření intenzity osvětlení je použití snímače s fotodiodou. Pokud je zapojena jako dělič napětí společně s rezistorem, je možné pomocí analogového vstupu mikroprocesoru nebo externího A/D převodníku vyčíst hodnotu napětí, která odpovídá intenzitě okolního osvětlení. Zvolená fotodiody musí být schopna detekovat záření s vlnovými délkami, jaké má přirozené osvětlení. Vhodné je, aby vlnová délka v bodu maximální citlivosti fotodiody odpovídala střední hodnotě vlnových délek viditelných okem. Tyto parametry splňuje např. VEMD5510CF od výrobce Vishay. Tato fotodiody disponuje bodem maximální citlivosti při vlnové délce záření 540 nm. [19]

Použití jedné fotodiody umožní zjistit informaci o intenzitě okolního osvětlení, nebude ale obsažena informace o teplotě chromatičnosti záření. Tu by bylo možné získat pomocí přidání druhé fotodiody, která bude mít odlišný bod maximální citlivosti. Příkladem takové diody je SFH 2701 od výrobce Osram. Bod maximální citlivosti této fotodiody je v 820 nm, což je těsně za hranicí viditelného spektra, ale podle katalogového listu [20] má tato diody citlivost vyšší než 80 % na záření s vlnovou délkou vyšší než 620 nm. Nevýhodou je její citlivost na infračervené záření s vlnovými délkami blízkými vlnovým délkám červeného světla.

Vyspělejším řešením pro měření teploty chromatičnosti záření je využití pokročilého senzoru, jakým je např. TCS3200. Ten umožňuje měření červené, modré a zelené složky osvětlení a jejich převod na elektrickou veličinu (v případě TCS3200 na frekvenci, ale existují i řešení s převodem na napětí nebo digitální signál). [21] Nevýhodou je citelné zvýšení ceny zařízení – takové čidlo by bylo nejdražší součástí použitou ve výsledném svítidle.

Je vhodné zmínit, že výstupem ze žádného z výše uvedených způsobů měření není přímo teplota chromatičnosti světla. Její určení např. z výstupů modulu TCS3200 je možné, ale výpočet je náročný. Výstupem z těchto senzorů by nebyly přímo hodnoty teploty chromatičnosti, ale bylo by s nimi provedeno kalibrační měření, které by v průběhu dne shromažďovalo hodnoty, které by byly později použity pro tvorbu firmwaru zařízení.

Protože se základní vlastnosti teploty chromatičnosti světla každý den opakují, je možné měření teploty chromatičnosti obejít. Důležitým údajem bude intenzita osvětlení, ale poměr svícení studených a teplých bílých LED je možné určit z časových údajů. K tomuto účelu je vhodné použít RTC – zdroj přesného času. Ten je možné umístit na desku plošných spojů, nebo využít vnitřní časovač procesoru. Je ale vždy nutné počítat s tím, že i vysoce přesné RTC moduly zanáší do času chybu, je tedy nutné tyto moduly synchronizovat, nebo použít firmware, který tuto chybu eliminuje jiným způsobem.

Pro měření budou z výše pospaných možností využity dvě fotodiody (VEMD5510CF a SFH 2701) s odlišnými spektrálními vlastnostmi. Pro případné měření času bude využit časovač implementovaný v mikroprocesoru, který se dá zpřesnit pomocí připojení obvodu s krystalem.

3.5 Volba mikroprocesoru

Z předchozích částí textu vyplývají jednotlivé nároky na mikroprocesor, který je použit pro řízení LED. Jde především o:

- napájecí napětí 3,3 V (hodnota napětí na vstupu z lineárního stabilizátoru)
- 2 vstupní analogové piny pro měření napětí na fotodiodách
- 2 výstupní digitální piny pro řízení měničů
- digitální vstupní piny pro ovládání uživatelem

Při pohledu na tyto požadavky je zřejmé, že požadavky na procesor jsou minimální. Dnešní procesory nabízí mnohem více možností, z nichž některé mohou být pro další vývoj zařízení prospěšné. Jedná se například o použití sběrnic, po kterých probíhá komunikace mezi mikroprocesorem a některými periferiemi. Důležitým parametrem je také velikost programové paměti a RAM, aby nemusel být omezován program, který bude procesor vykonávat. S přihlédnutím k těmto dalším parametrům byl vybrán 32bitový mikroprocesor STM32F301K8T7 od ST Microelectronics. Jeho klíčové vlastnosti shrnuje tab. 3.1.

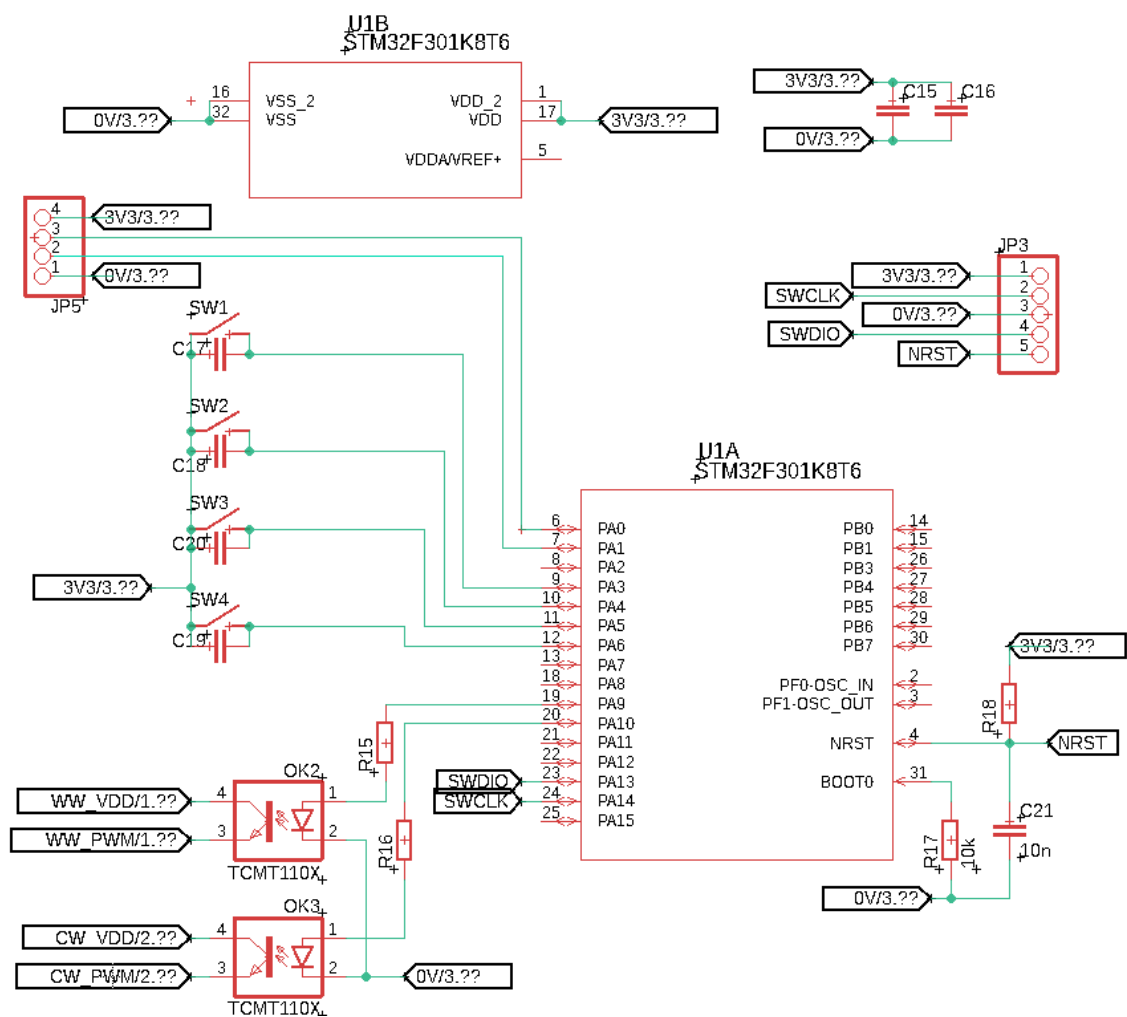
Tab. 3.1: Klíčové parametry mikroprocesoru STM32F301K8T7 [22]

Série	STM32F3	Počet I/O pinů	25
Napájecí napětí	2 V – 3,6 V	Pouzdro	LQFP32
Kmitočet	72 MHz	ADC převodník	12 bit
Programová paměť	64 kB	Sběrnice	I2C, I2S, SPI, USART
RAM	16 kB		
RTC	Ano	Cena	89,4 Kč

Zapojení mikroprocesoru a jeho periferií ukazuje obr. 3.7. Programování je realizováno pomocí externího programátoru napojeného na kolíkovou lištu JP3. Optočleny ovládají pomocí PWM signálu měniče konstantního proudu pro LED. Na kolíkovou lištu JP5 jsou připojeny fotodiody, které budou z desky vytaženy.

3.5.1 Módy funkce obvodu

Řízení mikroprocesorem umožňuje jednoduché střídání módů, ve kterých může svítidlo pracovat. K ovládání jsou použita tlačítka, pomocí kterých je možné přepínání jednotlivých módů funkce svítidla. Prvním je mód světlíku, ve kterém zařízení přizpůsobuje intenzitu i teplotu chromatičnosti světla okolním podmínkám. Dále je možné obě sady LED zapnout na plný výkon, aby svítidlo poskytovalo co nejvíce světla. Je také možné manuálně měnit intenzitu svícení obou sad LED, aby si uživatel mohl nastavit vyhovující podmínky pro svou činnost.



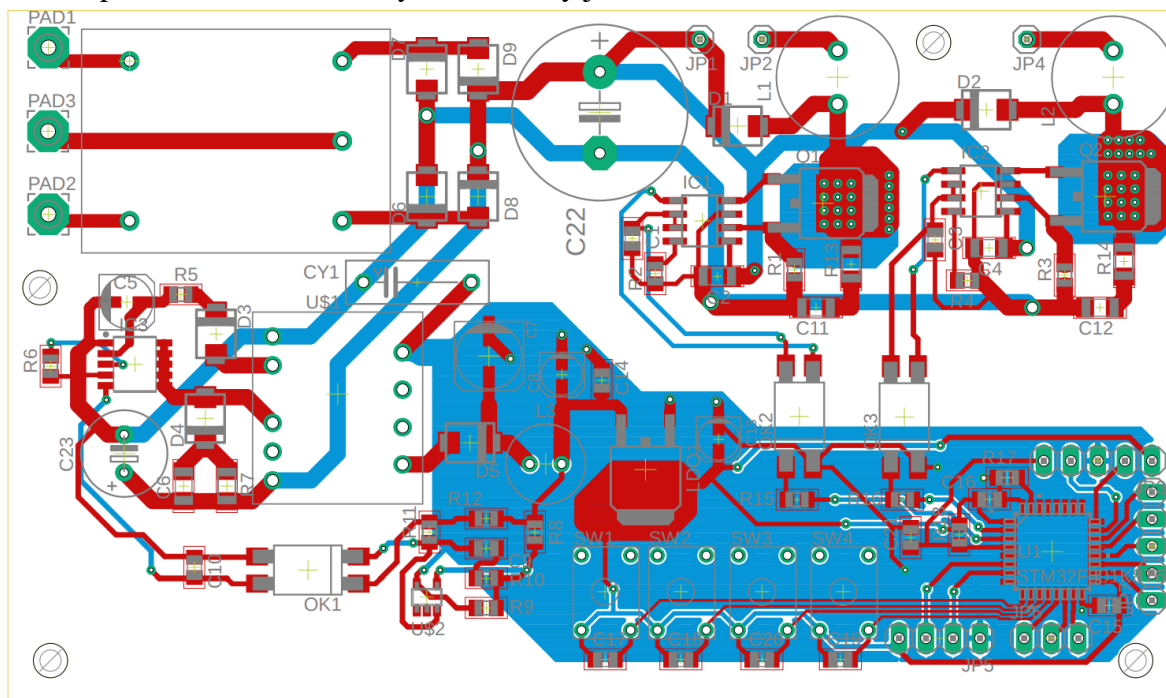
Obr. 3.7: Zapojení mikroprocesoru a jeho periférií

4. NÁVRH A VÝROBA DPS

4.1 Řídicí DPS

Řídicí DPS je koncipována jako dvouvrstvá deska ze základního materiálu FR4. Návrh je uzpůsoben tak, aby bylo možné tuto desku vyrobit na běžné výrobní lince, neobsahuje tedy speciální struktury (jako např. mikropropoje), které je potřebné vyrábět pokročilou technologií. Návrh desky je tedy uzpůsoben možnosti rychlého prototypování, které za přijatelnou cenu nabízí zahraniční výrobci DPS.

DPS je rozčleněna do několika pomyslných celků, které odpovídají jednotlivým blokům schématu. Ty jsou rozmístěny tak, aby na sebe logicky navazovaly a jejich propojení bylo realizováno co nejefektivněji. Jak je možné vidět z obr. 4.1, napájecí přívod se připojuje do levé horní části DPS. Po filtraci a usměrnění jsou v horní části umístěny řídicí obvody pro LED, otvory pro připojení vodičů jsou umístěny u kraje desky. Ve spodní části je umístěn zdroj topologie Flyback a stabilizátor napětí, na který navazuje řídicí část obvodu s mikroprocesorem. Velikost výsledné desky je 110 x 65 mm.



Obr. 4.1: Rozložení řídicí DPS

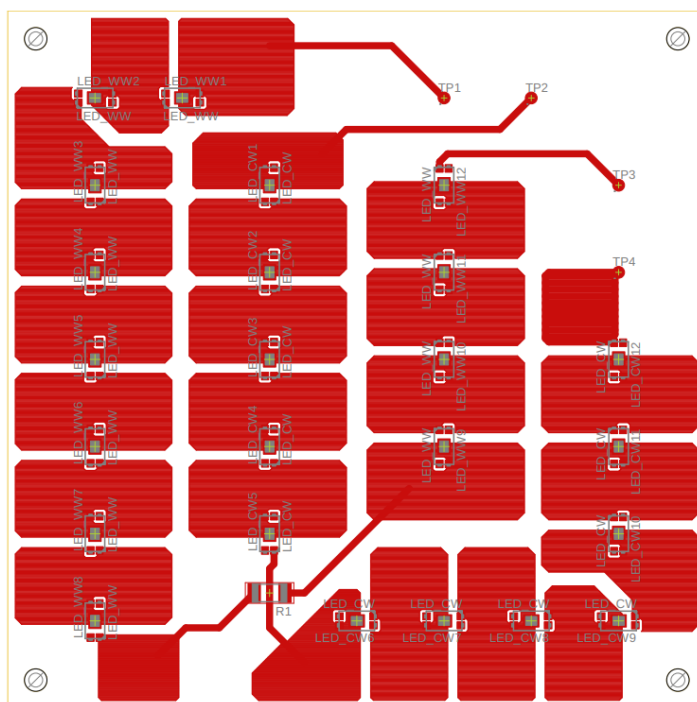
Při návrhu silové části obvodu bylo dodrženo několik základních návrhových pravidel. Nejdůležitějším je zachování dostatečných izolačních vzdáleností. Ty jsou podle [23] stanoveny minimálně na 1 mm, pokud se jedná o základní izolaci. Tam, kde to bylo možné, byly izolační vzdálenosti ponechány větší. Toto pravidlo, které v důsledku znamená celkové zvětšení zabrané plochy na DPS, jde do jisté míry proti další návrhové zásadě, kterou je minimalizace plochy smyček, které vytváří silová část obvodu. Minimalizace plochy smyček umožní obvodu pracovat při vyšších kmitočtech (to vede k dalšímu zmenšení plochy DPS

kvůli použití méně objemných součástek). Byly tedy voleny takové kompromisy, aby nemohlo dojít k přeskočení mezi jednotlivými cestami, ale aby nebyla proudová smyčka zbytečně velká. Další nutností bylo použití širokých cest pro ta propojení, kde budou protékat větší proudy (zpravidla ve větvích, které jsou připojeny přímo k LED). Ty jsou realizovány minimálně 60mil cestami, což odpovídá šířce 1,52 mm. U ostatních cest jsou zvoleny menší hodnoty, silová část ale neobsahuje cesty užší než 16 mil (0,4 mm). Pod tranzistory je záměrně zvětšena plocha drainu, která je navíc pomocí prokůvků propojená s obdobnou plochou na spodní straně DPS. Tyto plochy tranzistorů zajistí odpovídající odvod tepla.

Řídicí část obsahující mikroprocesor je galvanicky oddělena. Propojení je realizováno pouze pomocí bezpečnostního kondenzátoru třídy Y1. Na desce je také jasně viditelná hranice této části, aby byla tato část dostatečně vzdálena od ostatních součástí zařízení a nemohlo dojít k tomu, že by se nebezpečné napětí vyskytlo na galvanicky oddělené části obvodu. Řídicí obvody s mikroprocesorem propojují pouze optočleny, které mají elektrickou pevnost 1 kV [24]. Pod mikroprocesorem je použita “vylitá měď” – nulový potenciál není veden pomocí vodivých cest, ale celou vodivou plochou, která je přerušena pouze propojkami jiných signálů. Toto vyhotovení umožňuje dosáhnout lepších charakteristik z hlediska elektromagnetické kompatibility.

4.2 Hliníkové DPS

Pro chlazení LED byl jako základní materiál DPS vybrán hliník. Desky jsou realizovány jako jednostranné, což vzhledem k jejich jednoduchosti konstrukci výrazně neztěžuje. LED jsou na DPS rozmístěny v pravidelné mřížce, jak je zřejmé z obr. 4.2.



Obr. 4.2: Rozložení DPS s LED

Z finančních důvodů jsou LED rozloženy na více panelů, které se při konstrukci zařízení propojí. Výsledné zařízení bude obsahovat čtyři LED panely, na každém z nich je stejný počet studených i teplých bílých LED. Ty jsou rozestavěny tak, aby se střídaly po řadách (aby polovina panelu nesvítila teplou bílou a druhá polovina studenou bílou barvou). Důvody pro toto řešení nejsou pouze estetické, protože takové rozložení napomůže rovnoměrnějšímu rozložení teploty, pokud bude jedna sada LED svítit znatelně více než druhá. Toto řešení přineslo nutnost použití jednoho rezistoru nulové hodnoty jako propojky na každé z desek. Jednotlivé LED nejsou propojeny pouze dostatečně širokými cestami, ale i zde je využito rozsáhlých měděných ploch, které dále napomůžou chlazení LED. Rozměry desky jsou 100 x 100 mm.

DPS z FR4 i s hliníkem jako základním materiálem byly vyrobeny firmou All PCB. Hlavním důvodem pro výrobu desek v zahraničí byl ekonomický faktor, protože výroba několika málo kusů DPS (zvláště, pokud jsou součástí objednávky i hliníkové desky) je finančně nákladná.

U řídicí desky byl jako základní materiál zvolen Kingboard FR-4 standardní tloušťky 1,6 mm. Výsledná tloušťka mědi vodivých cest je 35 μm . Jedná se tedy o základní požadavky. Tloušťka hliníkové desky byla zvolena také 1,6 mm, což by mělo být dostatečné pro chlazení LED. Z časového hlediska vychází dodání ze zahraničí podobně jako z tuzemska, protože lze zvolit poměrně rychlé dodání zásilky a výroba je u mnoha společností rychlejší než u zavedených společností v ČR.

4.3 Osazení DPS

Aby bylo možné postupně oživovat jednotlivé části obvodu na řídicí DPS, bylo i osazování provedeno po částech. Osazení bylo provedeno pomocí ruční páječky. Jako první byly osazeny LED drivery, následoval měnič topologie Flyback. První zapnutí části s mikroprocesorem bylo provedeno odděleně na jiné desce, protože probíhalo ještě před prvním zkoušením zdroje topologie Flyback.

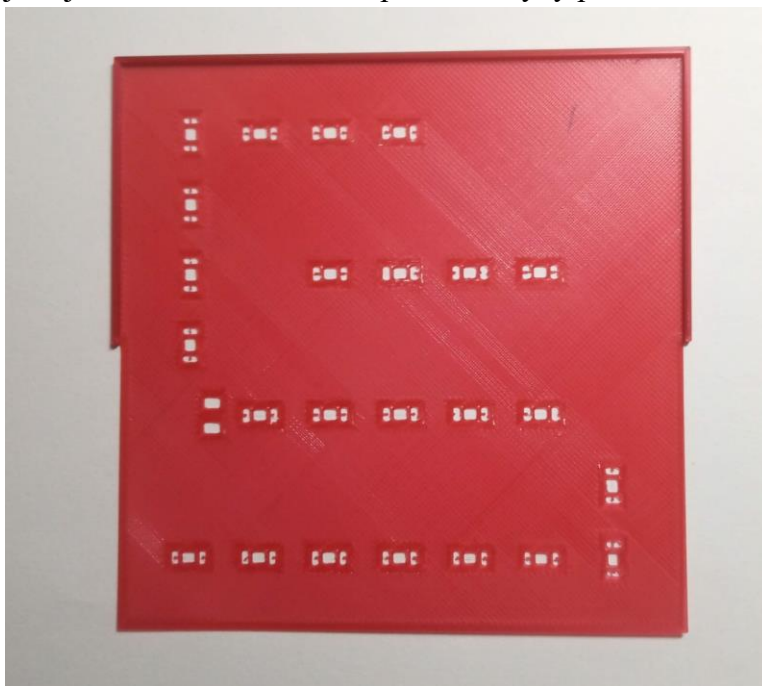
4.3.1 Hliníkové DPS

Z ekonomických důvodů nebyla pro DPS pro LED zakoupena šablona pro nanesení pájecí pasty. Nanášet ručně pájecí pastu pro 96 LED by bylo značně časově náročné, bylo tedy vhodné najít náhradní řešení. Jedním z možných řešení je výroba šablony pomocí 3D tisku. Značnou výhodou 3D tištěných šablon je jednoduchá výroba. Šablonu není nutné ručně namodelovat, vhodnější je použít Gerber data jako vstupní soubory pro výrobu. Výhodou je také možnost tisku šablony s rámečkem, pomocí kterého se šablona dá na DPS vhodně uchytit a sesouhlasit motiv.

Nevýhodou je nemožnost tisku jemnějších motivů. Minimální šířku jakéhokoliv útvaru šablony udává průměr trysky tiskárny, který je ve většině případů 0,4 mm. To je možné do jisté míry obejít tím, že se jemné motivy nevytisknou, pasta se nanese i do míst, kde nemá být vodivé spojení (mezi jednotlivé plošky), a při přetavení se díky povrchovému napětí přeskupí jen do míst spojů a tím nevzniknou zkratky. Tyto šablony nejsou vhodné pro dlouhodobé

použití kvůli opotřebení, ale jsou vhodné pro malosériovou výrobu nebo pro osazení prototypů.

Gerber data byla nahrána do volně přístupného generátoru šablon, bylo upraveno několik hlavních parametrů a šablona byla vygenerována. Byla zvolena tloušťka 0,2 mm a šablona byla vytištěna na tiskárně Průša Mini. Byl zvolen tisk na hladké PEI podložce, aby bylo minimalizováno ulpívání pájecí pasty v mezerách šablony. Jako materiál bylo zvoleno PLA, které je vhodné tisknout právě na hladké PEI podložce. Šablona byla vytisknuta pod úhlem 45 °, což zajišťuje největší možnou míru kompenzace chyby pravoúhlosti tiskárny.



Obr. 4.3: 3D tištěná šablona před použitím

Pomocí takto vytvořené šablony byla nanášena pájecí pasta SAC 305. Nanášení bylo provedeno ručně třerkou. Na nanesenou pastu byly ručně položeny jednotlivé LED a došlo k přetavení na vyhřívané podložce, jejíž teplota byla nastavena na 250 °C. Postup pájení byl kontrolován pohledem. Po zapájení následovala vizuální kontrola DPS, při které bylo zjištěno, že na DPS bylo nanášeno větší množství pájecí pasty, než bylo vhodné. Ta při přetavení vytvořila v okolí LED kuličky pájky, které byly odstraněny. V několika případech došlo také k propojení dvou blízkých plošek u LED. Jedna z plošek byla vždy nezapojená, takže toto propojení neovlivnilo funkčnost osazeného DPS.

Po vizuální kontrole a odstranění kuliček pájky byla každá DPS napojena na stabilizovaný zdroj a obě sady LED odzkoušeny. Všechny zapájené LED se rozsvítily, takže nebylo nutné provádět žádné opravy. Pro příští použití by bylo vhodné použít menší tloušťku šablony, aby nedošlo k nanášení nadměrného množství pájecí pasty.

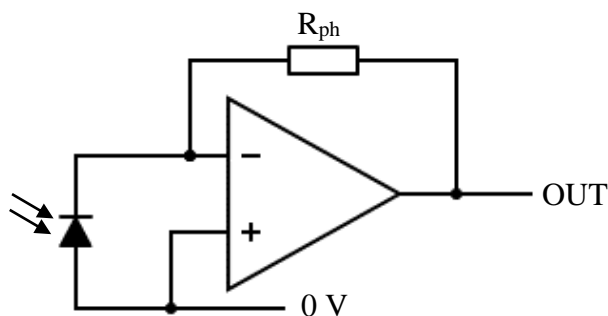
5. NÁVRH SENZORU OSVĚTLENÍ

Jako senzor osvětlení budou sloužit fotodiody VEMD5510CF a SFH 2701. Senzor je připojen k zařízení pomocí čtyřžilového vodiče a je realizován jako samostatná DPS malých rozměrů, která kromě fotodiod obsahuje i další součástky. Jejich účelem je zesílit proud protékající fotodiodami a převést ho na napětí tak, aby nedocházelo ke znatelným ztrátám napětí odporem vodiče, který zajišťuje propojení. Obě tyto funkce sdružuje TIA (transimpedanční zesilovač). Jeho využití je výhodnější než zapojení fotodiody do jednoduchého děliče. Transimpedanční zesilovač je vytvořen pomocí běžného operačního zesilovače v zapojení na obr. 5.1. Kvůli použití napájecího napětí 3,3 V je nutné použít rail-to-rail operační zesilovač, který má minimalizované napěťové omezení okolo nulového a napájecího napětí. Obvod neobsahuje symetrické napájení, takže je nutné zapojení volit takové, aby mohlo být napájeno nesymetricky.

Vhodným operačním zesilovačem pro takovou aplikaci je např. MCP6002-I/P, který je pro převod a zesílení v práci využít. Pouzdro obsahuje dva OZ [25], což je výhodné, protože jedna součástka může zesilovat signál z obou fotodiod. Ke každému kanálu zesilovače je přidán rezistor R_{ph} , jehož hodnota se spočte pomocí velikostí fotoproudů, které generují fotodiody a určuje zesílení tohoto zapojení. Jejich velikosti jsou podle katalogových listů u obou diod v řádu jednotek μA a maximální fotoproud diody nepřekročí $4 \mu A$. Pro využití co největšího napěťového rozsahu 3 V (po přidání rezervy 0,3 V od napájecího napětí) je tedy pro TIA vhodné použít rezistor s hodnotou

$$R_{ph} = \frac{U_{range}}{I_{phmax}} = \frac{3}{4 \cdot 10^{-6}} = 750 \text{ k}\Omega. \quad (5.1)$$

Fotodiody jsou zapojeny nakrátko ve fotovoltaickém režimu, jak ukazuje schéma jednoho kanálu senzoru na obr. 5.1, výstup je označen jako OUT.



Obr. 5.1: Zesilovač TIA

6. UVEDENÍ ZAŘÍZENÍ DO PROVOZU

Zařízení bylo uvedeno do provozu po částech (logických celcích), jejich funkčnost byla zpočátku zkoušena nezávisle na ostatních. Pořadí uvádění do provozu ukazuje pořadí podkapitol.

6.1 Zdroje konstantního proudu pro LED

Před prvním spuštěním zdrojů konstantního proudu byl proveden přepočít pracovní frekvence na 300 kHz. Zapojení s HV9961 umožňuje provedení těchto změn pouze změnou hodnoty dvou součástek, a to tlumivky a časovacího rezistoru. Tento krok byl uskutečněn kvůli tomu, aby bylo možné měniče ze začátku spustit a provést základní měření, která nebudou velmi výrazně ovlivněna jevy uplatňujícími se ve vyšších kmitočtech – vysoké dynamické ztráty a s tím spojené přehřívání součástek, vliv velké plochy proudové smyčky na LED DPS a další. Bylo potřebné zvýšit hodnotu indukčnosti tlumivky podle přepočtu

$$L = \frac{U \cdot t}{\Delta I} = \frac{124,6 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{0,048} = 5,192 \cdot 10^{-3} \text{H} = 5,192 \text{ mH}, \quad (6.1)$$

a osadit tlumivku s podobnou hodnotou saturačního proudu. Byla zvolena tlumivka s indukčností 4,7 mH, což zapříčinilo větší zvlnění proudu procházejícího LED, ale pořád zajišťovalo bezproblémovou funkci měniče. Nová hodnota časovacího rezistoru je určena podle výpočtu

$$R_T = 25 \cdot t_{\text{off}}[\mu\text{s}] + 7,5 = 25 \cdot 1,3 + 7,5 = 40 \text{ k}\Omega, \quad (6.2)$$

vybrána byla nejbližší běžná hodnota 39 k Ω .

Po osazení DPS (bez tlumivky) a připojení LED panelů bylo zařízení připojeno na několik zdrojů, které poskytovaly maximální napětí až 340 V. Toto napětí bylo možné regulovat, takže bylo postupně zvyšováno od nulového, aby se podmínky pro testování zařízení skokově neměnily. Když bylo napájecí napětí nižší než 140 V, což odpovídá napětí LED řetězců, docházelo se zvýšením napětí k většímu rozsvícení LED (zvyšoval se proud, který jimi protékal). Spínací tranzistor byl pořád otevřený, protože napětí na snímacím rezistoru nepřekročilo hodnotu 0,275 V, která je potřeba pro rozepnutí tranzistoru.

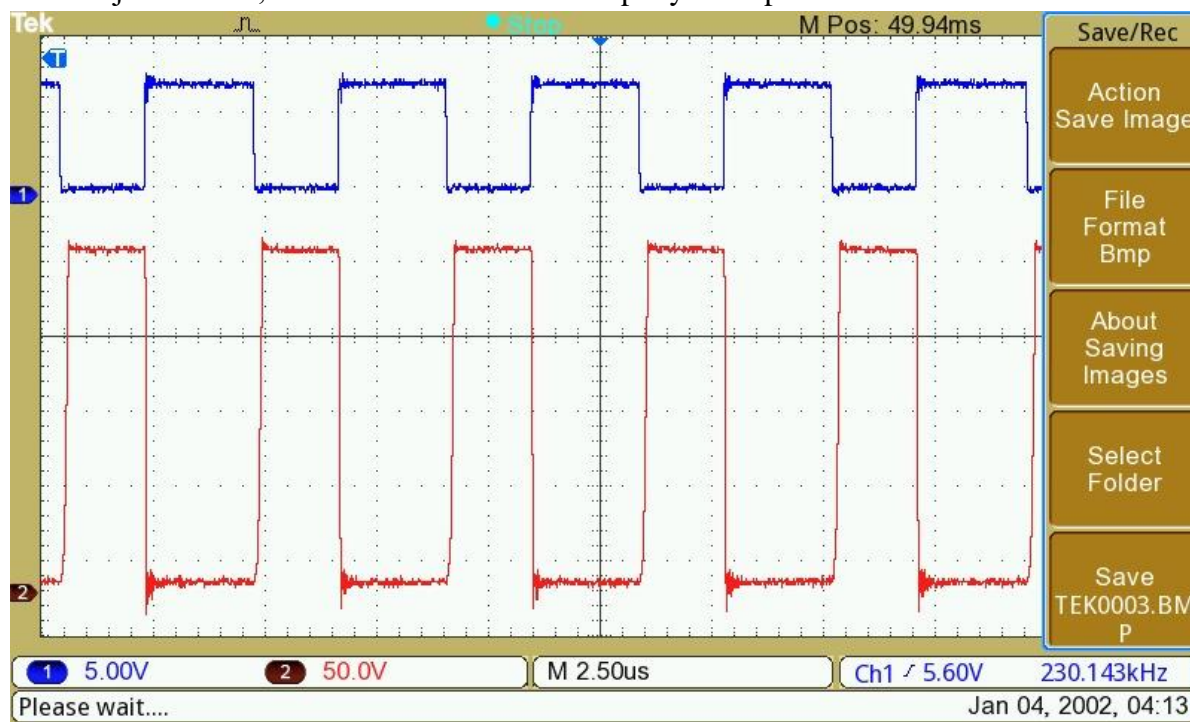
Po zvyšování napětí nad hodnotu 140 V začal měnič spínat a proud regulovat. Spínání měniče je zobrazeno na obr. 6.1. kde první kanál ukazuje napětí na elektrodě gate a druhý na elektrodě drain spínacího tranzistoru. Napětí bylo zvyšováno až do hodnoty překračující efektivní hodnotu napětí rozvodné sítě. Zařízení bylo testováno až na napájecí napětí 310 V, což je napětí blízké špičkové hodnotě síťového napětí, ale bylo zjištěno, že kvůli zahřívání spínacích tranzistorů ho není možné na takovém napětí trvale provozovat. To je dáno zejména rychlostí sepnutí a vypnutí. Tepelné ztráty na tranzistoru se se zvyšujícím se napětím zvětšují dvěma mechanismy:

- Zvyšuje se spínací frekvence tranzistoru, to znamená větší zbytkové teplo.
- Na dynamickém odporu tranzistoru roste se zvýšením napětí zbytkové teplo kvadraticky.

Je možné, že by zařízení pracovalo po připojení do sítě bez poruchy. Pro tepelné účinky je určující střední hodnota napětí, kterým jsou měniče napájeny. Na napájecí větvi je osazen kondenzátor hodnoty $10\ \mu\text{F}$, který vyhlazuje průběh usměrněného napětí. Jeho zvlnění je rovno

$$\Delta U = \frac{I \cdot t}{C} = \frac{120 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{10^{-5}} = 60\ \text{V}, \quad (6.3)$$

z čehož je viditelné, že střední hodnota se bude pohybovat pod 300 V.



Obr. 6.1: Průběh napětí na spínacím tranzistoru

Zařízení je ale vhodné upravit tak, aby nepracovalo v hraničních podmínkách, a to zejména pomocí snížení pracovní frekvence driverů. Se snížením pracovní frekvence o 10 - 20 % nebude nutné další zvyšování indukčnosti tlumivky, jen se zvětší zvlnění proudu procházejícího LED. Spodní stranu tranzistorů chladí měděné plochy na DPS, na horní stranu je připevněn chladič, který zajistí odvod části tepla. Další možností je snížení kapacity kondenzátoru na vstupu. To zapříčiní větší napěťové zvlnění napájecího napětí, s čímž jsou ale zdroje konstantního proudu schopné pracovat.

Z obr. 6.1 je zřejmé, že tlumicí člen není kvůli napěťovým špičkám při spínání tranzistoru osazovat, protože jejich velikost je zanedbatelná. Bylo by ale možné navrhnout takový tlumicí člen, který by zajistil menší tepelné ztráty na tranzistoru. Velikost kondenzátoru se bude pohybovat v řádech

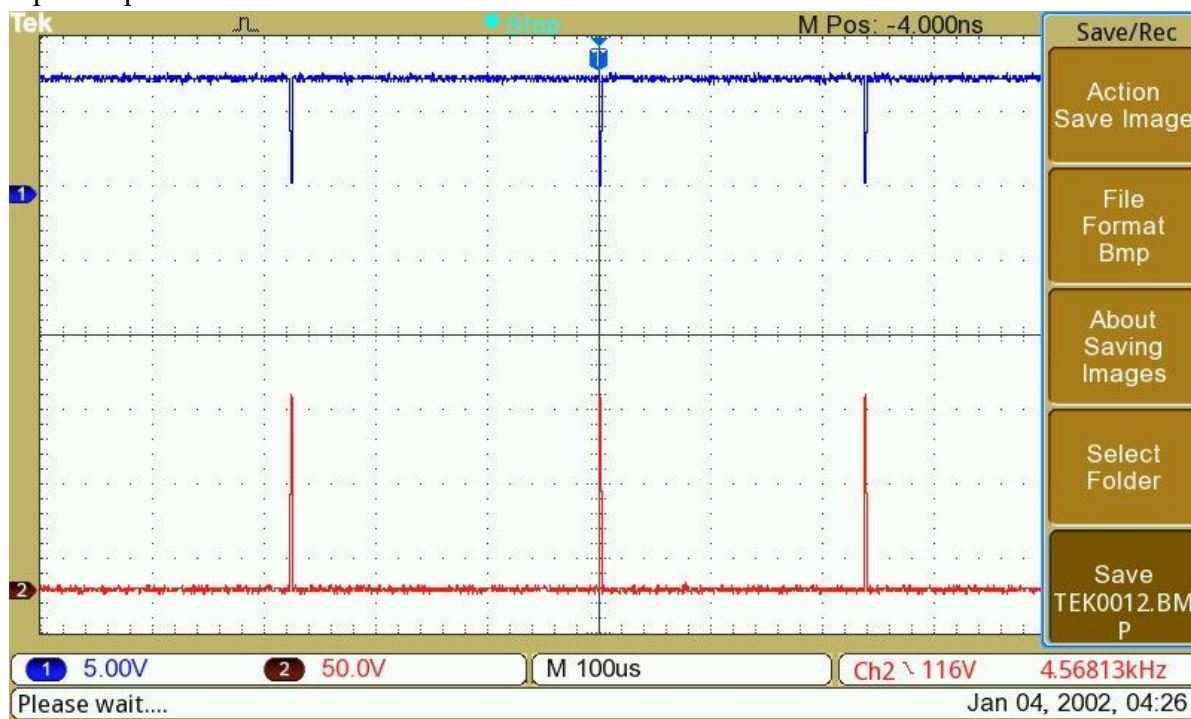
$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta U} = \frac{120 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-9}}{100} = 240\ \text{pF}, \quad (6.4)$$

kde t je čas vypnutí tranzistoru. Rezistor bude mít řádovou hodnotu okolo

$$R = \frac{C}{t} = \frac{240 \cdot 10^{-12}}{200 \cdot 10^{-9}} = 1,2\ \text{k}\Omega. \quad (6.5)$$

6.1.1 Detailní popis realizovaných zdrojů konstantního proudu

LED driver začíná pracovat při hodnotě napájecího napětí 138 V. Pokud je hodnota napájecího napětí nižší, přes LED teče takový proud, který nikdy nevytvoří dostatečný úbytek napětí na R_{CS} , po kterém by došlo k uzavření tranzistoru. Při této hodnotě napětí LED viditelně mění intenzitu vyzářeného světla při každé malé změně napájecího napětí. Průběh napětí při minimálním napájecím napětí ukazuje obr. 6.2. První kanál (v horní části obrázku) ukazuje průběh napětí na elektrodě gate spínacího tranzistoru, druhý kanál (ve spodní části obrázku) ukazuje napětí na elektrodě drain. Velikost pulzů není ve stejném měřítku, to je viditelné v pravé spodní části obrázku.

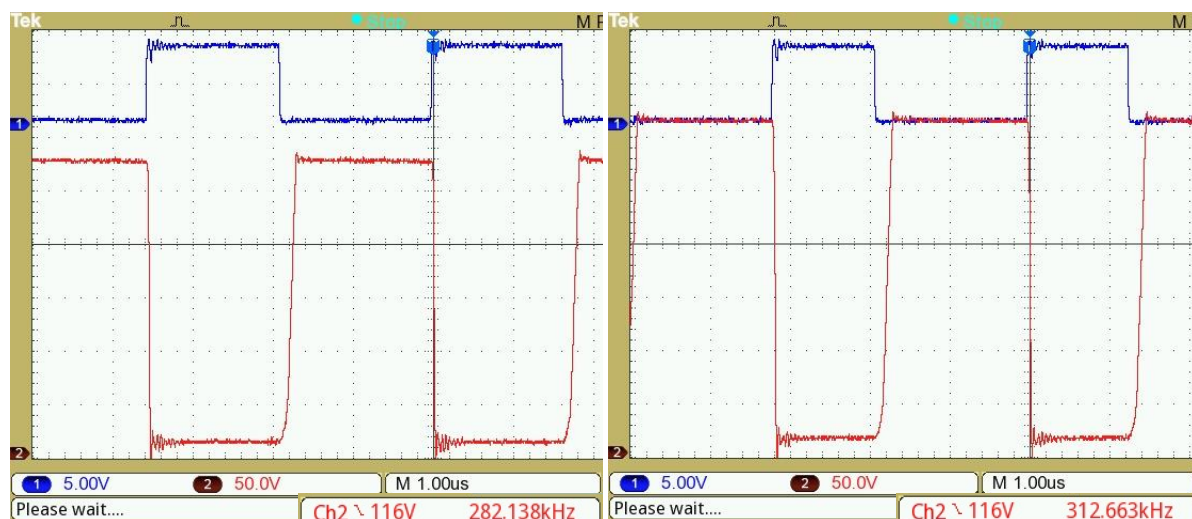
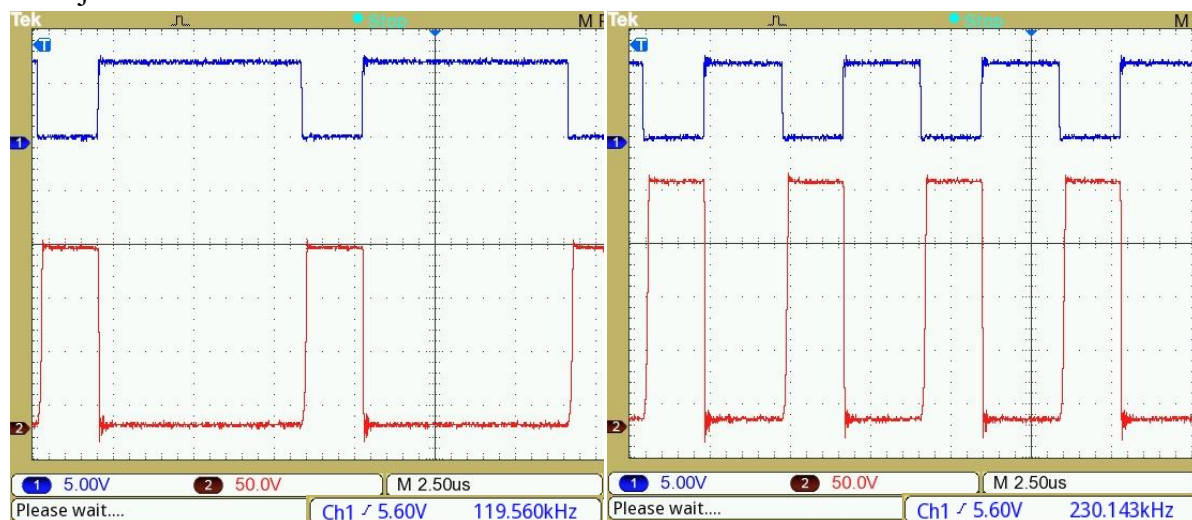


Obr. 6.2: Počátek funkce měniče při malém napájecím napětí

Průměrná proudová spotřeba měničů při napájecím napětí 140 V byla 140 mA. To odpovídá odběru 70 mA na jeden kanál, při napětí 140 V nejsou LED plně rozsvíceny. Průběh napětí na měniči při zvyšování napětí ukazuje obr. 6.3 pro napětí 180 V (a), 240 V (b), 280 V (c) a 320 V (d). Části (a) a (b) mají časovou základnu 2,5 μ s, části (c) a (d) 1 μ s. Na všech snímcích je viditelná frekvence, při které měnič pracuje. Stejně jako na předchozím obrázku, i na tomto je na prvním kanále zobrazeno napětí na elektrodě gate a na druhém napětí na elektrodě drain. Obvod pracuje se střídou spínání převyšující 90 %.

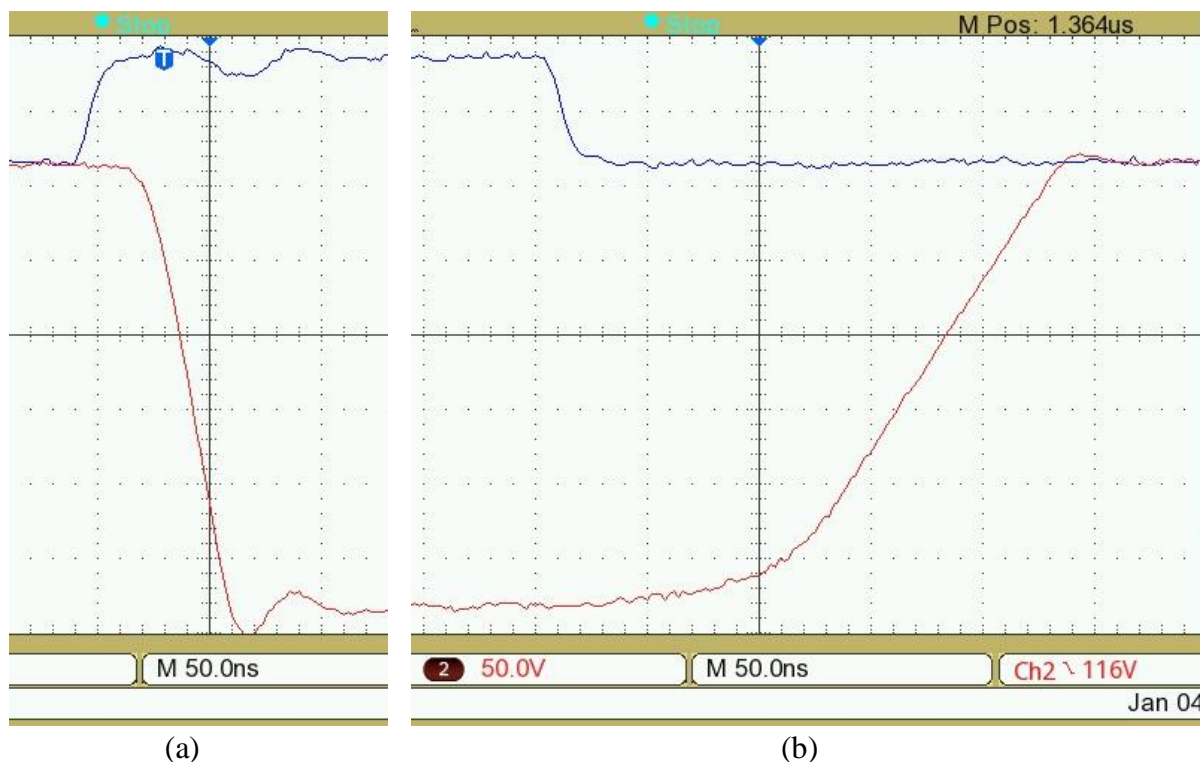
Z obr. 6.3 je viditelné, že se zvyšujícím se napájecím napětím dochází ke zvýšení pracovní frekvence měniče. To je způsobeno rychlejším nárůstem proudu v tlumivce, ve které se rychleji naakumuluje potřebná energie a dojde ke zvýšení protékajícího proudu, což vede k uzavření spínacího tranzistoru. Čas vypnutí tranzistoru je pevně nastaven časovacím rezistorem R_T , takže tento čas zůstává při všech napájecích napětích stejný. Se zvyšujícím se napájecím napětím klesá střída spínání tranzistoru až pod 50 % (při 320 V). Se zvyšujícím se

napájecím napětím také klesá průměrný proud odebíraný ze zdroje, protože výkon dodaný LED je konstantní.



Obr. 6.3: Funkce měniče při napájecím napětí od 180 V (a) do 320 V (d), upraveno

Obr. 6.4 ukazuje zpoždění při sepnutí (a) a vypnutí (b) tranzistoru. Toto zpoždění je jedním z faktorů určujících maximální pracovní frekvenci zdroje. Ze snímku bylo odečteno zpoždění při zapnutí 60 ns a zpoždění při vypnutí 270 ns. Zpoždění při vypnutí je více než čtyřnásobně větší a samotný děj vypínání trvá delší dobu, než je tomu při zapínání. Co nejmenší délka těchto dějů je také klíčovým parametrem pro malé dynamické ztráty na tranzistoru a jeho zahřívání na přijatelné úrovni. Vypínání tranzistoru se tedy na dynamických ztrátách podílí více než jeho zapínání. Obě části obr. 6.4 jsou ve stejném časovém i napěťovém měřítku.

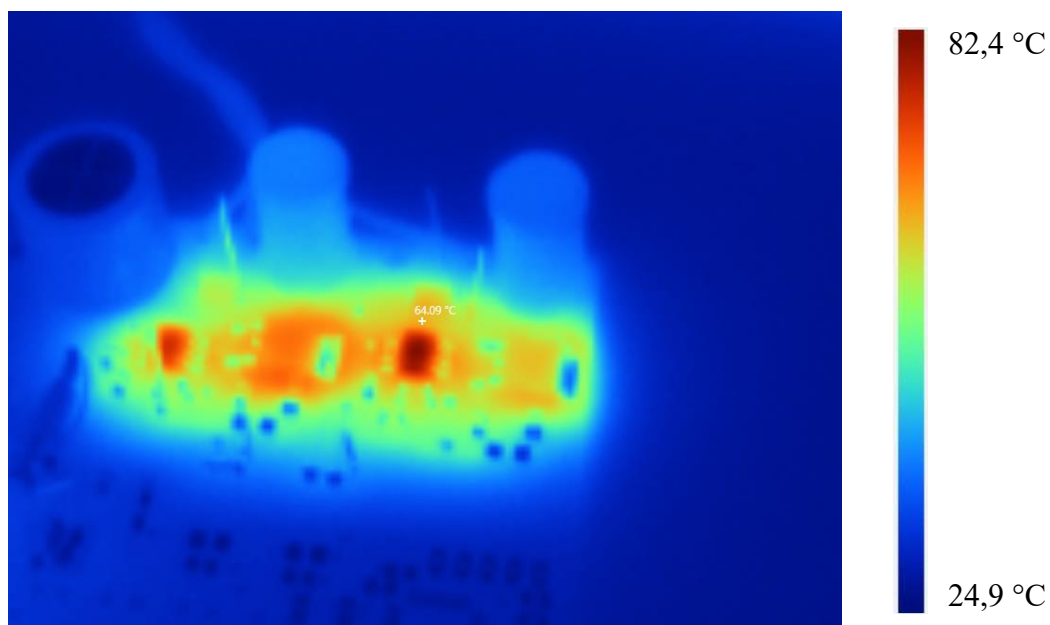


Obr. 6.4: Zpoždění při spínání (a) a vypínání (b) tranzistoru, upraveno

6.1.2 Měření termokamerou

Pro zjištění tepelného zatížení součástek bylo provedeno měření termokamerou. Toto měření bylo provedeno zejména pro zjištění teploty spínacích tranzistorů. Při jeho vyhodnocování bylo zjištěno, že nejvíce se zahřívající součástkou nejsou tranzistory, ale řídicí IO HV9961. Měření bylo provedeno pro napájecí napětí 200 V a 240 V. Při napájecím napětí 240 V bylo přerušeno, protože teplota povrchu IO se blížila 100 °C, takže by mohlo hrozit poškození vnitřní struktury obvodu. Snímek termokamery po dosažení stálé teploty povrchu pouzder součástek při napájecím napětí 200 V ukazuje obr. 6.5. Při snížení napájecího napětí na hodnotu 200 V teploty povrchu pouzder nepřesahovaly 85 °C, při tomto napětí by zapojení mohlo fungovat. Protože ale bude napájeno vyšším napětím, je nutné provést takové úpravy, aby HV9961 produkoval menší množství tepla, jinak by mohl dojít k jeho poškození. Maximální naměřená teplota tranzistorů byla 66 °C, což je pro jejich funkci podle katalogového listu [26] přijatelné.

Z výsledků měření termokamerou lze učinit několik závěrů. Prvním je, že měděné plochy u tranzistorů na obou stranách DPS odvádí dostatek tepla tak, aby se tranzistory nepřehřívaly. Tranzistory není potřebné chladit pomocí přídavných chladičů. Je ale potřebné provozovat HV9981 při nižších teplotách. Zdrojem tepla v HV9961 mohou být dva mechanismy – vnitřní zdroj, který umožňuje připojení IO až na napětí 400 V a driver spínacího tranzistoru.

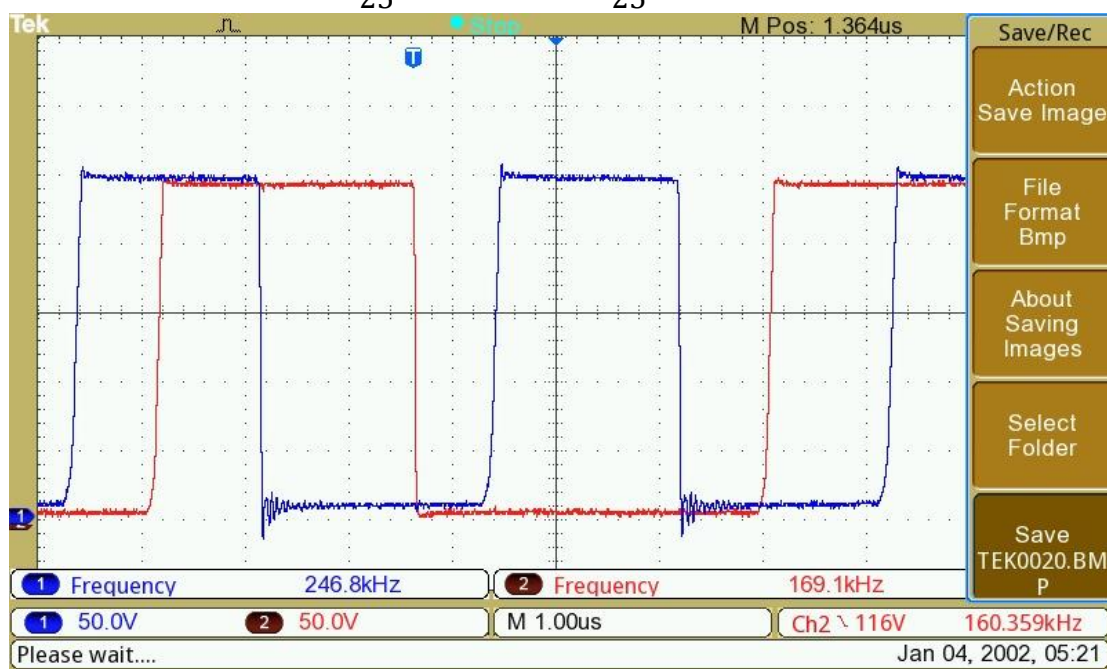


Obr. 6.5: Počáteční měření termokamerou

6.1.3 Provedené změny zdrojů

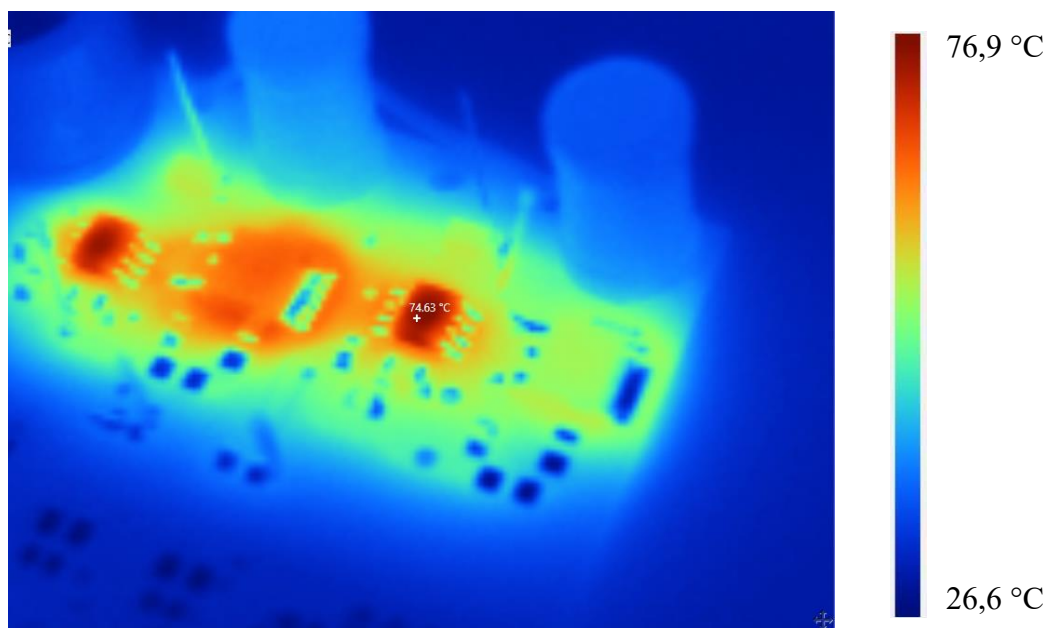
Řídicí DPS obsahuje dva shodné zdroje konstantního proudu pro LED. U jednoho z nich byl osazen rezistor R_T hodnoty 56 k Ω , aby byla snížena pracovní frekvence měniče a tím sníženy dynamické ztráty řídicího IO a spínacího tranzistoru způsobené rychlým spínáním. Doba, po kterou je tranzistor vypnutý, je podle výpočtu z katalogového listu [9]

$$t_{\text{off}} = \frac{R_T [\text{k}\Omega]}{25} + 0,3 [\mu\text{s}] = \frac{56}{25} + 0,3 = 2,54 \mu\text{s} . \quad (6.6)$$



Obr. 6.6: Měření napětí na spínacím tranzistoru po změně časovacího rezistoru na druhém kanálu

Tuto hodnotu je možné ověřit na obr. 6.6. Je z něj patrné, že tato změna snížila pracovní frekvenci měniče o 77 kHz, což je více než 30 % původní frekvence. To by mělo znatelně snížit výslednou teplotu HV9961, pokud jsou dynamické ztráty významným přispěvatelem odpadního tepla v obvodu. Jak je ale patrné z obr. 6.7, toto snížení pracovní frekvence teplotu HV9961 nesnížilo (IO s nižší pracovní frekvencí se zahřívá stejně, jako IO s vyšší pracovní frekvencí). Lze se tedy domnívat, že hlavním přispěvatelem odpadního tepla v řídicím obvodu je jeho vnitřní zdroj napětí.



Obr. 6.7: Měření termokamerou pro rozdílné časovací rezistory

Aby bylo zařízení spolehlivé, část tepla vytvořená vnitřním zdrojem v HV9961 musí být vyzářena jinou součástkou. Proto byla přerušena vodivá cesta k napájení IO (k vývodu VCC) a na přerušenou cestu napájen rezistor v pouzdře 1206. Jeho hodnota byla spočtena tak, aby měl měnič minimální napětí U_{IC} pro jeho funkci podle katalogového listu [9] při napájení napětím U_{IN} vyšším než 150 V, při kterém už pracuje spínací tranzistor (už není stále otevřený). Hodnota rezistoru je

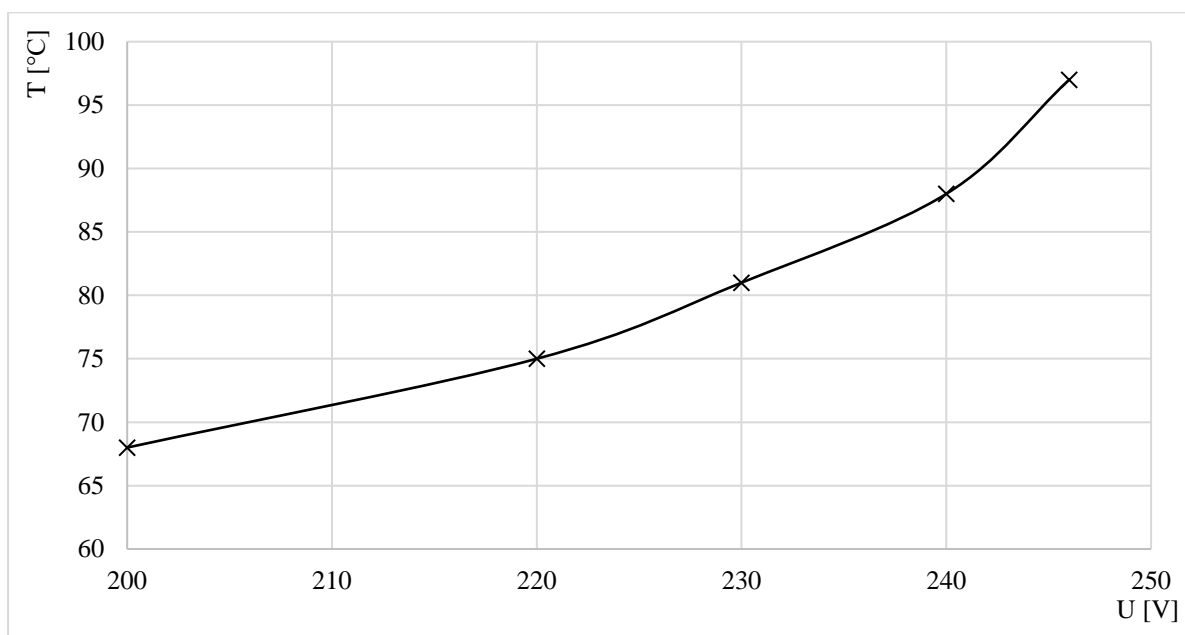
$$R_{SUP} = \frac{U_{IN} - U_{IC}}{I_{IC}} = \frac{150 - 8}{1 \cdot 10^{-3}} = 142 \text{ k}\Omega. \quad (6.7)$$

Byla zvolena nejbližší nižší hodnota z dostupné řady, tedy 120 k Ω . Přidáním tohoto rezistoru nemusí měnič pracovat správně při napájecím napětí menším než 150 V, to ale není pro funkci zařízení podstatné, protože s tak nízkým napětím nebude měnič pracovat. Byly zvoleny rezistory v pouzdře 1206.

Po přidání rezistorů bylo znovu provedeno měření termokamerou při napětí až 246 V. Bylo zjištěno, že maximální teplota HV9981 po více než 15 minutách provozu měničů je 55 °C, což je podle katalogového listu [9] hodnota, při které je zařízení schopno bez problému pracovat, do maximální teploty je dostatečná rezerva. Termokamerou byla změřena také teplota přidávaných rezistorů a bylo zjištěno, že přidávané rezistory mají teplotu až 112 °C a mohlo by tedy dojít k jejich přehřátí a k poruše zařízení. Bylo potřebné zvolit rezistor s větším

ztrátovým výkonem, byla tedy zvolena paralelní kombinace dvou rezistorů s hodnotami 220 k Ω a 270 k Ω . Zvolením dvou různých rezistorů dochází k jinému teplotnímu zatížení každého z nich, ale žádný z nich nemá provozní teplotu tak vysokou, jaká byla při použití jednoho rezistoru. Ve výsledném zařízení bude teplotní zatížení těchto rezistorů ještě menší, než bylo při měření, protože tyto rezistory jsou osazeny na spodní straně DPS, která při měření ležela na pracovním stole, ale v zařízení bude usazena tak, aby byly rezistory obtékány přirozeně proudícím vzduchem.

Po odstranění přehřívání HV9961 bylo detailně měřeno teplotní zatížení spínacích tranzistorů. Výsledky počátečního měření termokamerou v rozsahu napětí, ve kterém se zařízení v reálném provozu pohybuje, ukazuje graf na obr. 6.8.



Obr. 6.8: Závislost teploty pouzdra spínacích tranzistorů na napájecím napětí

Z grafu je patrné, že je pro malé oteplení tranzistoru je klíčové napájet měniče napětím s nižší střední hodnotou. Střední hodnotu vstupního napětí ovlivňuje stabilizační kondenzátor zapojený za dvoucestným usměrňovačem. Při návrhu byla jeho hodnota stanovena na 10 μ F, což odpovídá střední hodnotě napájecího napětí 260 V. Do zařízení byl místo něj zapojen kondenzátor s hodnotou 4,7 μ F, se kterým se střední hodnota napájecího napětí pohybuje v blízkosti 220 V. To také zlepší hodnotu účinníku celého zařízení.

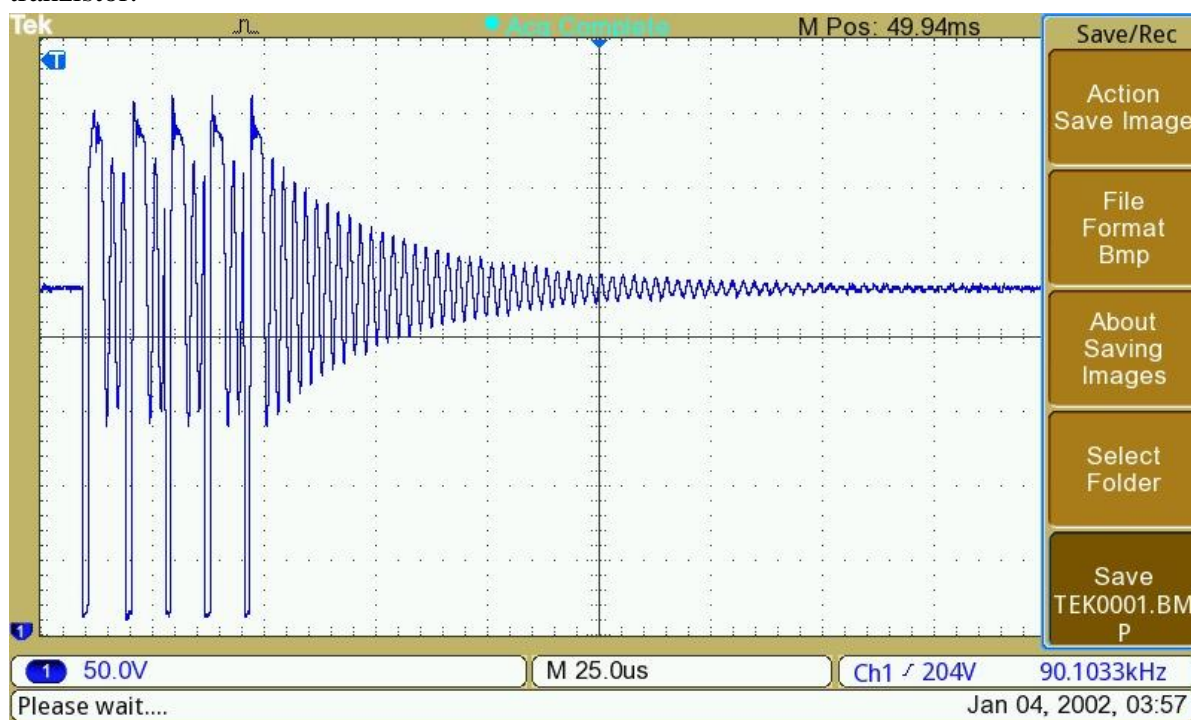
Pro zlepšení teplotního namáhání spínacích tranzistorů byla provedena i dvě další opatření, která nespočívají v úpravě obvodových parametrů. Prvním je usazení DPS do výsledného zařízení tak, aby bylo podpořeno přirozené obtékání vzduchem. V návrhu konstrukčního boxu pro toto zařízení je počítáno s otvory, které přirozenému obtékání napomohou. Dále byly na tranzistory připevněny pomocí teplovodivé samolepící pásky chladiče, které dále sníží jejich pracovní teplotu.

Na obr. 6.5 je viditelné rozdílné teplotní zatížení měniče pro studenou bílou a teplou bílou barvu, i když jsou sestaveny ze stejných součástek. Důvodem rozdílných dosažených teplot je umístění jednoho z měničů na kraj DPS.

6.2 Měníč topologie Flyback

Po zkoušení zdrojů konstantního proudu byl osazen a zkoušen měnič topologie Flyback. Uvedení do provozu probíhalo na stejné DPS, zpočátku byly zdroje konstantního proudu odpojeny, aby nedošlo k případnému rušení jednoho celku druhým. Po počátečním zkoušení byly testovány obě části zároveň, aby bylo ukázáno, že je zařízení funkční jako celek. Při osazování bylo zjištěno, že při návrhu byl zvolen špatný tvar plošek pro optočlen použitý ve zpětné vazbě měniče – jeho tvar na DPS byl větší, než byla reálná součástka. Pro propojení musely být na jedné straně optočlenu vývody prodlouženy pomocí drátků.

Blokující měnič byl testován tak, že bylo postupně zvyšováno jeho vstupní napětí a bylo monitorováno napětí na výstupu a další parametry (ohřev součástek, průběh napětí na klíkových prvcích). Při měření bylo zjištěno, že měnič je schopen dodávat napětí konstantní velikosti již od velikosti napájecího napětí 30 V. Při zvyšování napětí měnič pracoval spolehlivě až do nejvyšší testované hodnoty napětí 330 V. Po celou dobu testování byly na výstup měniče připojeny rezistory plnící funkci zátěže, aby byly výstupy z měření reálné. Na obr. 6.9 je znázorněn průběh napětí na vývodech 6 – 10 VIPER06, kam je vyveden spínací tranzistor.

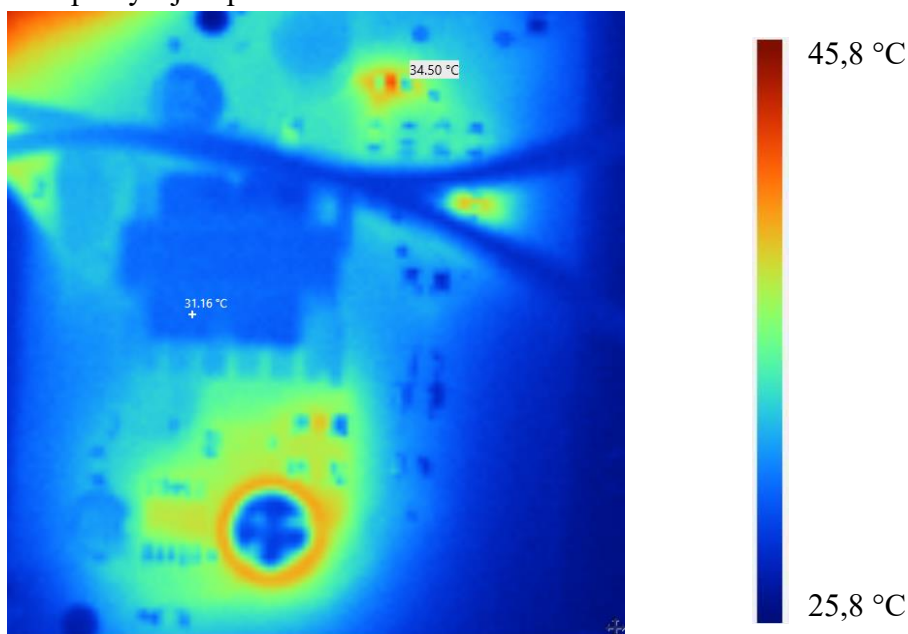


Obr. 6.9: Průběh napětí na spínacím tranzistoru integrovaném ve VIPER06

Z průběhu napětí je možné vyčíst, že při zvoleném napájecím napětí 240 V měnič pracuje se základní spínací frekvencí 115 kHz, což odpovídá údajům z katalogového listu [14]. To ale není pravidlem pro nižší napětí (řádově do 100 V), kdy byla pracovní frekvence nižší. Snímek také ukazuje princip funkce zpětné vazby – na začátku průběhu měnič pracuje s danou pracovní frekvencí, dokud na sekundární straně není vytvořeno požadované napětí. Následně je tranzistor po dobu odpovídající několika pracovním cyklům měniče uzavřen, dokud napětí

znovu mírně neklesne. Počet takových cyklů se zvyšuje s odebíraným proudem z výstupu měniče – pro větší proud je nutné na sekundární stranu přenést více energie, v jednotce času tedy musí být více pulzů. Napětí na výstupu měniče bylo kvůli nedostupnosti několika hodnot rezistorů použitých ve zpětné vazbě v běžné řadě E12 o 0,5 V vyšší, to ale neomezuje funkčnost zařízení, protože napětí je dále stabilizováno lineárním regulátorem. Nevýhodou je vyšší spotřeba energie, ale kvůli celkovému malému odebíranému výkonu je tato ztráta zanedbatelná oproti celkovému výkonu zařízení.

Z obr. 6.9 je také viditelný vliv parazitní rozptylové indukčnosti – po vypnutí tranzistoru na něm vznikají napěťové špičky, které by při nevhodném návrhu mohly tento tranzistor poškodit. Z průběhu napětí je ale viditelné, že tyto špičky dosahují maximální hodnoty 120 V, takže po přičtení k napájecímu napětí je dostatečně velká rezerva a k poškození tranzistoru průrazem nedojde. Uspokojivé jsou i výsledky měření tepelného zatížení součástek měniče, které jsou viditelné na obr. 6.10. Z výsledků měření termokamerou je viditelné, že pouzdro žádné ze součástek nepřevyšuje teplotu 50 °C.



Obr. 6.10: Měření zdroje topologie Flyback termokamerou

6.3 Řídicí část

První připojení řídicí části proběhlo na jiné desce, než na které byly zkoušeny zdroje konstantního proudu a zdroj topologie Flyback. Byl osazen stabilizátor napětí na vstupu, mikroprocesor, tlačítka a další doplňující součástky, které jsou pro funkci mikroprocesoru klíčové. Po dokončení zkoušek a úprav popsanych v kapitolách 6.1 a 6.2 byl mikroprocesor a ostatní součástky osazen i na hlavní desku.

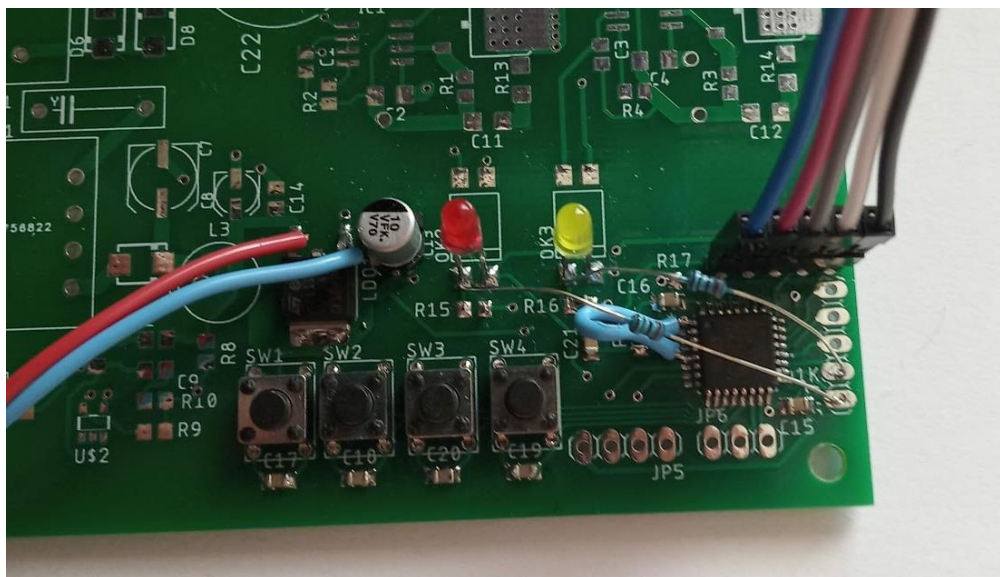
Protože v době prvního zkoušení řídicí části obvodu nebyl plně funkční její napájecí zdroj, napájena byla ze stabilizovaného zdroje. Protože docházelo i ke zkoušení LED driverů, optočleny byly nahrazeny běžnými 3mm LED, aby bylo viditelné, jestli zobrazují požadované výstupy. Zdroje konstantního proudu pro LED se řídí pomocí PWM, kontrola intenzity svícení

LED na pokusné desce pohledem tedy bude vypovídat o tom, jakou intenzitou by svítily LED panely na kompletním zařízení.

Při prvním zapnutí této části byly provedeny dvě změny v zapojení. První je připojení optočlenů na vývody mikroprocesoru, které umožňují vytvoření PWM pomocí časovače, který je v mikroprocesoru obsažen. S původním zapojením by bylo možné PWM signál vytvořit přímo pomocí příkazů v kódu, což ale není nejlepším řešením. Proto byly vybrány jiné vývody mikroprocesoru, které oba umožňují využití časovačů pro vytvoření PWM, a byly pomocí rezistorů odpovídající hodnoty připojeny k fotodiodám v optočlenech. V původním zapojení vyžadoval přepojení pouze jeden optočlen, pro přehlednost byly na jiné vývody připojeny oba.

Druhou úpravou bylo připojení vývodu napěťové reference. Jeho připojení k pevnému napětí je nutné pro správnou funkci A/D převodníku. Protože řídicí část má napětí stabilizováno pomocí LD1117 a toto zařízení nepožaduje extrémní přesnost reference, byla tato reference připojena k napájecímu napětí drátovou propojkou.

Vyvedení některých nepoužitých vývodů mikroprocesoru na kolíkovou lištu se ukázalo jako výhodné, protože značně usnadnilo provedení těchto úprav. Zapojení této části obvodu na pokusné desce včetně viditelných úprav je viditelné na obr. 6.11. Součástí zapojení je také kolíková lišta, pomocí které je možné zařízení připojit k externímu programovacímu obvodu. Pomocí tohoto programátoru byl do desky nahrán základní kód, který ověřil, že je možné mikroprocesor naprogramovat.

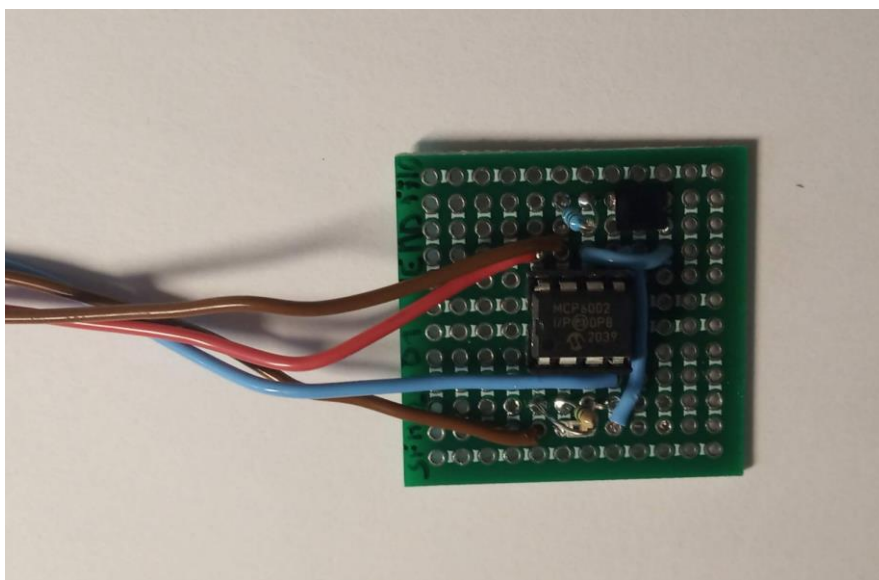


Obr. 6.11: Řídicí část obvodu s provedenými změnami

6.3.1 Senzor osvětlení

Senzor osvětlení je DPS malých rozměrů, která bude připojena k řídicí DPS. Pro tento senzor nebyla vyrobena DPS, ale z ekonomických důvodů byl realizován na DPS s univerzálními propoji. Protože bylo předpokládáno, že se budou měnit hodnoty rezistorů na desce, které ovlivňují zesílení TIA, byl při výrobě senzoru operační zesilovač usazen do patice, aby mohl být vyjmut a nebyl častým přepájením poškozen.

Při měření výstupních napětí senzoru bylo zjištěno, že pokud je senzor vystaven osvětlení v exteriéru při dobrých světelných podmínkách, fotodiody generují významně vyšší fotoproudy, než jakých je dosaženo při kalibraci popsané v kapitole 7. Proto byly vytvořeny dva senzory, každý s jinou hodnotou zesílení TIA, kdy senzor s větším zesílením slouží pro kalibraci teplot chromatičnosti popsaných v kapitole 7 a řídicí software bude následně upraven tak, aby řízení intenzity záření odpovídalo reálným podmínkám v exteriéru při použití senzoru s menším zesílením TIA.



Obr. 6.12: První verze externího senzoru osvětlení

Hodnota rezistorů pro externí senzor osvětlení byla experimentálně stanovena na 15 k Ω pro zesilovač signálu z diody VEMD5510 a 27 k Ω pro část senzoru s diodou SFH2701. Pro kalibrace v interiéru jsou zvoleny hodnoty rezistorů 1,5 M Ω pro VEMD5510 a 4,7 M Ω pro SFH2701. Velikost rezistorů ale nemá vliv na teplotu chromatičnosti výsledného světla, jsou zvoleny tak, aby byla využita co největší část rozsahu A/D převodníku. Hodnoty jsou následně kalibrovány v softwaru.

6.4 Příprava na připojení zařízení do sítě

Zařízení bylo navrženo tak, aby mohlo být připojeno do rozvodné sítě. Poslední částí, která byla uváděna do provozu, je vstupní část. Ta obsahuje EMI filtr, dvoucestný usměrňovač a stabilizační kondenzátor. Velikost tohoto kondenzátoru byla v kapitole 6.1.3 stanovena na 4,7 μ F. K zařízení byl dále připojen přívodní kabel s běžnou vidlicí a zařízení bylo připojeno do sítě.

Velikost stabilizačního kondenzátoru musí být zvolena tak, aby měniče pro napájení LED pracovaly po celou část periody a nedocházelo k poklesu intenzity záření k nulové hodnotě kvůli poklesu napájecího napětí. Pokud je ale použita příliš velká hodnota stabilizačního kondenzátoru, střední hodnota usměrněného napětí se zvětšuje a to způsobuje nadměrné zahřívání spínacích tranzistorů. Kapacita se tedy zvolí jako nejnižší hodnota, při které zdroje konstantního proudu pro LED pracují kontinuálně. Měřením bylo zjištěno, že při použití

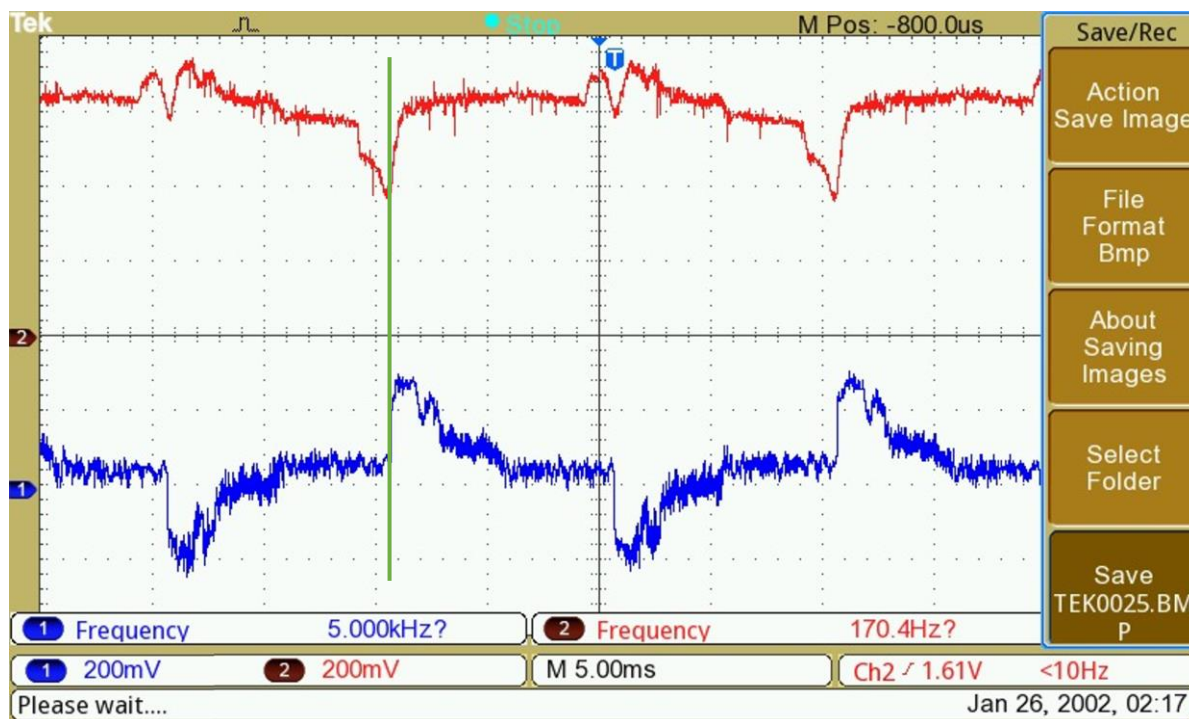
paralelní kombinace kondenzátorů s výslednou hodnotou 5,7 μF (na desce byl osazen 4,7 μF kondenzátor u měničů pro LED a 1 μF kondenzátor u zdroje topologie Flyback) je střední hodnota usměrněného napájecího napětí 272 V, což je poměrně vysoká hodnota. Bylo tedy provedeno měření, které zjišťovalo střední hodnotu usměrněného napájecího napětí pro velikost kapacity od 1 μF do 4 μF a bylo také sledováno, jakou část periody LED panelu svítí neustále a v jaké části periody při vybíjení kondenzátoru dojde k přerušení jejich činnosti. Protože není možné sledovat tento jev pohledem (jedná se o poblikávání při frekvenci 100 Hz), byla intenzita záření měřena fotodiodou. Protože není známý přepočít výstupního napětí na světelnou intenzitu, výsledky tohoto měření nelze brát jako kvantitativní, ale je z nich možné určit, jestli intenzita svitu LED panelů v kritické fázi funkce obvodu klesne na nulovou hodnotu. Výsledky měření ukazuje tab. 6.1.

Tab. 6.1: Výsledky měření střední hodnoty napájecího napětí pro různou hodnotu kapacity

Kapacita [μF]	Střední hodnota usměr. napětí [V]	Kontinuální funkce zdrojů pro LED
1	220	Ne
2	232	Ne
3	244	Ne
4	256	Ano
5,7	272	Ano

Z tabulky je viditelné, že nejnižší hodnota kapacity, se kterou zdroje konstantního proudu pracují kontinuálně, je 4 μF . V zařízení byly tedy ponechány takové kondenzátory, jejichž paralelní kombinace má v součtu tuto hodnotu. Výhodou paralelního zapojení několika kondenzátorů je také snížení ESR, což přispívá k lepší funkci obvodu.

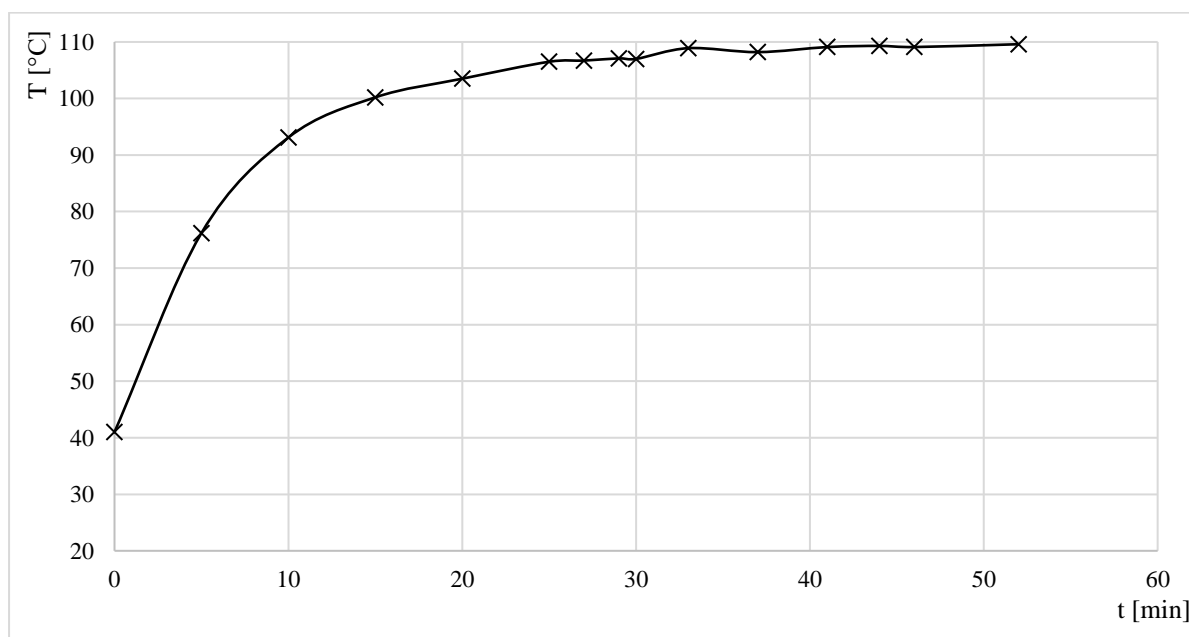
Výsledky měření s touto kapacitou ukazuje snímek z osciloskopu na obr. 6.13. Druhý kanál (v horní části obrázku) zobrazuje signál z fotodiody. Na prvním kanále (ve spodní části) je viditelný proudový odběr zařízení, který byl zaznamenán pomocí klešťové sondy připojené k osciloskopu. Ta byla nastavena na převod 100 mV/A. Z průběhu napětí je viditelný pulzní odběr zařízení. Měření výše ukázalo, že odběr není možné zlepšit snížením hodnoty stabilizačního kondenzátoru, muselo by se přistoupit ke kompenzaci vložení tlumivky s dostatečně velkou indukčností. Na druhém kanále je viditelné, že těsně před nabitím kondenzátoru (začátek nabíjení je označen zelenou čarou) začíná intenzita záření snímáná měřicí diodou klesat, ale pokles je mírný a nedochází k poklesu k nule. Pokud je k tomuto faktu uvaženo i to, že lidské oko nevnímá intenzitu záření lineárně, je možné říci, že tyto výkyvy nejsou pro lidské oko znatelné, zvláště při jejich frekvenci 100 Hz. Takto nastavené zařízení je tedy považováno za vyhovující.



Obr. 6.13: Průběh napětí na spínacím tranzistoru integrovaném ve VIPER06

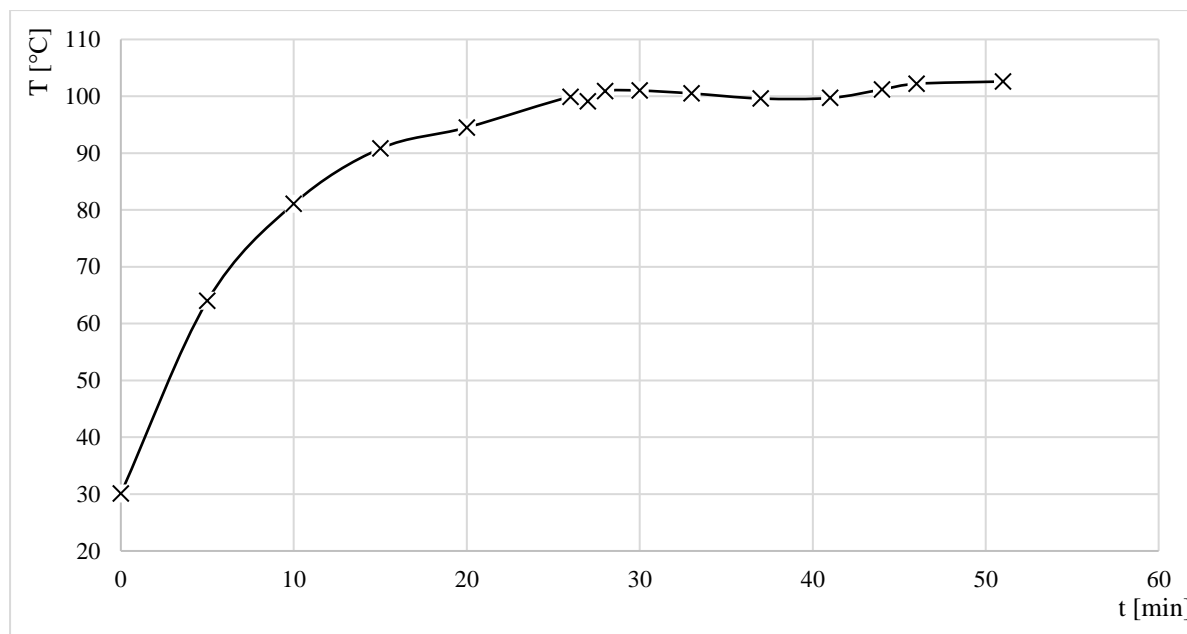
6.4.1 Měření oteplení součástek

Při provozu zařízení nesmí dojít k poruše zařízení kvůli přehřátí součástek. Podle snímků z termokamery je zřejmé, že nejvíce teplotně zatěžovanými součástkami jsou tranzistory, kterým by po překročení povolené provozní teploty hrozil průraz. Proto bylo provedeno měření, při kterém byly monitorovány teploty tranzistoru, který se zahříval kvůli svému umístění (uprostřed DPS) více. Výsledky měření jsou zaneseny v grafu na obr. 6.14.



Obr. 6.14: Teplota více zatěžovaného tranzistoru IXTY2N65X2 bez použití chladiče

V grafu je viditelný nárůst teploty v čase. Při zapnutí zařízení nedosahovalo pokojové teploty, ale bylo mírně zahřáté z předchozího měření. Křivka vykazuje očekávaný exponenciální průběh, teplota tranzistoru se začíná stabilizovat po 30 minutách provozu zařízení. Nejvyšší naměřená teplota pouzdra byla 108,6 °C, pouzdro se od okolní teploty oteplilo o 86,3 °C. Aby bylo oteplení sníženo, byly na oba tranzistory připevněny chladiče a měření bylo opakováno. Výsledky měření s přidanými chladiči ukazuje graf na obr. 6.15.



Obr. 6.15: Teplota více zatěžovaného tranzistoru IXTY2N65X2 s použitým chladičem

Z měření je patrné, že použití chladičů přineslo snížení oteplení. Na konci měření bylo oteplení o 7 °C nižší, nejvyšší naměřená teplota pouzdra byla 102,6 °C. Chladiče byly na tranzistorech ponechány, aby nedocházelo k většímu teplotnímu zatížení součástek. Použití větších chladičů není možné kvůli tvaru pouzdra a ostatním součástkám v jejich blízkosti.

Do předchozích měření termokamerou vstupují dva faktory, které mohou ovlivnit jejich přesnost a výpovědní hodnotu. Prvním je hodnota emisivity, která je důležitá pro přesné měření termokamerou. Do měření může být zanesena systematická chyba tím, že neznáme emisivitu povrchu součástek a DPS, což ovlivňuje výslednou teplotu, kterou termokamera zobrazí. Při měření byla v termokameře nastavena hodnota emisivity 93 %, což odpovídá hodnotám běžně používaným pro tento typ měření. Pokud by ale byla reálná hodnota emisivity nižší, součástky by ve skutečnosti měly vyšší provozní teplotu. I pokud by ale byla reálná hodnota emisivity pouze 85 %, což není pravděpodobné, reálná teplota by byla pouze o 5,8 °C vyšší. Tuto chybu je vhodné připočítat při finálním výpočtu.

Druhým faktorem je rozdíl mezi teplotou pouzdra součástky a samotné polovodičové struktury uvnitř pouzdra. Je možné tyto parametry přepočíst podle tepelného odporu R_{thJC} , který podle katalogového listu [26] dosahuje maximální hodnoty 2,27 °C/W. K tomu je potřebné odhadnout průměrnou hodnotu výkonu, která odpovídá hodnotě tepla, které je na tranzistoru vytvořeno dynamickými ztrátami. Odhad bude proveden pomocí okamžitého

výkonu P_{OK} , který by na tranzistoru byl při spínání a rozpínání zátěže. Jeho nejvyšší možná hodnota (pro plné napájecí napětí a maximální proud protékající LED) je

$$P_{OK} = U_{max} \cdot I_{LED} = 260 \cdot 0,12 = 31,2 \text{ W}. \quad (6.8)$$

Tento výkon tranzistor přemění na teplo pouze při spínání a rozpínání. Podle obr. 6.4 trvá sepnutí tranzistoru 50 ns a rozepnutí 200 ns. Při periodě měniče 5 μ s trvá spínání 5 % periody, tomu odpovídá průměrný výkon způsobený dynamickými ztrátami

$$P_{dyn} = 0,05 \cdot P_{OK} = 0,05 \cdot 31,2 = 1,56 \text{ W}. \quad (6.9)$$

Dalším příspěvkem k celkovému ztrátovému výkonu je energie přeměněná na teplo v sepnutém stavu. Doba otevření tranzistoru se mění v závislosti na okamžité hodnotě napájecího napětí, průměrně se pohybuje okolo 60 % periody. Průměrná hodnota výkonu se spočte jako

$$P_{DSon} = 0,6 \cdot R_{DSon} \cdot I_{LED}^2 = 0,6 \cdot 2,3 \cdot 0,12^2 = 0,01987 \text{ W}. \quad (6.10)$$

Je zřejmé, že hlavním přispěvatelem jsou dynamické ztráty při spínání. Protože byl tento výpočet proveden z několika méně přesných hodnot, bude následující úvaha počítat s rezervou a celkovým výkonem 2 W, který se musí na tranzistoru chladit. Při takovém výkonu je rozdíl teplot mezi pouzdrům součástky a samotnou polovodičovou strukturou maximálně 3,6 °C. Výše vypočtené hodnoty ukazují nejhorší případ, který ale v zařízení nikdy nenastane. Reálná hodnota ztrátového výkonu na tranzistoru je menší, protože při sepnutí prochází tranzistorem menší proud, než udávaných 120 mA. Přesný výpočet výkonu je obtížný, ale výše uvedený výpočet ukazuje, že i v nejhorším případě je tepelné zatížení tranzistorů přijatelné.

Katalogový list [26] udává maximální pracovní teplotu tranzistoru 150 °C. Pokud k nejvyšší dosažené teplotě s chladičem přičteme chybu, kterou mohla zavést nevhodně zvolená hodnota emisivity a rozdíl teplot mezi pouzdrům a součástkou, tranzistor stále pracuje s rezervou 38 °C, což je pro jeho funkci dostatečné. Je také vhodné zmínit, že takové dynamické ztráty na tranzistoru budou pouze při plné intenzitě svícení, protože při menších intenzitách nedojde k tak velkému počtu sepnutí tranzistoru za daný čas.

Po připojení zařízení do sítě bylo provedeno orientační měření účinníku. Byla naměřena hodnota $\cos \varphi = 0,72$. Tato hodnota by mohla být kompenzována vložením tlumivky, jak je uvedeno výše.

7. PŘEHLED FUNKCÍ SOFTWARE

Řízení mikroprocesorem umožňuje svítidlu použít více módů funkce, mezi kterými si uživatel může libovolně přepínat pomocí jednoho z tlačítek, které jsou osazeny na desce. Ostatní tlačítka mohou být použita pro ovládání svítidla v módech, kde intenzita světla nezávisí pouze na okolním prostředí.

Nejjednodušším módem je plné rozsvícení všech LED. Z něj vychází také možnost, kdy si uživatel sám pomocí tlačítek nastaví intenzitu osvětlení teplých i studených bílých LED. Tento mód ke své funkci nepotřebuje žádné vstupy ze senzorů.

Druhou možností je mód světlíku. V tomto módu má svítidlo co nejlépe napodobit světelné podmínky v okolí na základě měřených hodnot z fotodiod. Mikroprocesor tedy musí údaje ze dvou vstupů přepočítat na dva výstupy. Nejjednodušším způsobem tohoto přepočtu je přímé řízení každého výstupu podle jednoho vstupu – teplé bílé LED řídit pomocí intenzity záření, kterou snímá fotodioda SFH 2701 (maximální citlivost pro záření o vlnové délce 820 nm) a studené bílé LED řídit pouze pomocí hodnoty snímané z VEMD5510CF (maximální citlivost při 540 nm). Tento způsob ale nemusí být dostatečně přesný, protože výsledná teplota chromatičnosti nemusí odpovídat teplotě chromatičnosti, kterou senzory snímají.

Přesnějších výsledků bude možné dosáhnout, když se provede přepočet z obou vstupních veličin pro obě výstupní veličiny (intenzitu svícení studených i bílých LED). K tomu je potřebné svítidlo kalibrovat, aby byly teploty chromatičnosti záření odpovídající. Jednou z možností kalibrace je využití stejných LED, jako jsou využity ve svítidle. Výhodou jejich využití je, že z katalogového listu [13] je známo, že teploty chromatičnosti jsou 3000 K pro teplou bílou a 5000 K pro studenou bílou variantu LED. Když je na senzor svíceno jednou z LED (např. jen teplou bílou), musí svítidlo zareagovat tak, že budou svítit pouze dané LED (teplé bílé), stejně musí fungovat i pro druhé (studené bílé) LED. Tím se zkalibrují okrajové hodnoty pro teplotu chromatičnosti a hodnoty mezi nimi od nich budou odvozeny. Konkrétní úrovně napětí vyčtených z jednotlivých TIA je tedy nutné změřit při osvětlení teplou i studenou bílou LED v prostředí, do kterého nevniká záření z okolí, a ty následně přepočíst na výstupní hodnoty. Z tohoto měření tedy vyjdou dva poměry napětí, každý pro jednu okrajovou teplotu chromatičnosti. Velikost napětí udává druhou stěžejní vstupní veličinu – intenzitu záření.

Část senzoru s fotodiodou SFH 2701 snímá také záření s vlnovými délkami v infračervené oblasti, to se projeví vyšším napětím, než kdyby senzor snímал pouze viditelné záření. Vyhodnocení tedy může probíhat dvěma způsoby podle následujících přístupů. Prvním je infračervené záření ponechat a nijak ho nekompensovat kvůli tomu, že člověk tyto vlnové délky cítí ve formě tepla. Znamenalo by to tedy více rozsvítit teplé bílé LED, aby osoba používající toto záření měla větší pocit tepla. Druhým přístupem je striktně dodržet odpovídající teplotu chromatičnosti a infračervenou oblast kompenzovat.

8. POPIS VYBRANÝCH ČÁSTÍ SOFTWARE

8.1 Výpočet teploty chromatičnosti

Teplota chromatičnosti je v softwaru vypočtena z informací vyčtených ze senzoru s TIA a fotodiodami. Po sestavení senzoru proběhlo měření, které potvrdilo, že ze dvou použitých fotodiód je možné vyčítat informace o teplotě chromatičnosti záření a intenzitě. Výsledky měření pro konstantní intenzitu a vybrané teploty chromatičnosti od 3000 K do 5000 K ukazuje tab. 8.1.

Tab. 8.1: Výstupy ze senzoru při konstantní intenzitě záření

Fotodioda	$T_C = 3000 \text{ K}$	$T_C = 4000 \text{ K}$	$T_C = 5000 \text{ K}$
$U_{SFH2701} [\text{V}]$	0,99	0,98	0,96
$U_{VEMD5510} [\text{V}]$	1,28	1,36	1,44

Z tabulky je patrné, že poměr výstupních napětí senzoru se mění s teplotou chromatičnosti dopadajícího záření. Je také viditelné, že změna teploty chromatičnosti dopadajícího záření se více projevuje na zesilovači fotodiody VEMD5510, a to tak, že napětí na výstupu roste s rostoucí teplotou chromatičnosti. Rozdíl mezi hraničními hodnotami 3000 K a 5000 K je 11 %. Napětí na fotodiodě SFH2701 s rostoucí teplotou chromatičnosti mírně klesá, ale rozdíl je oproti VEMD5510 výrazně menší, dosahuje hodnoty menší než 4 %.

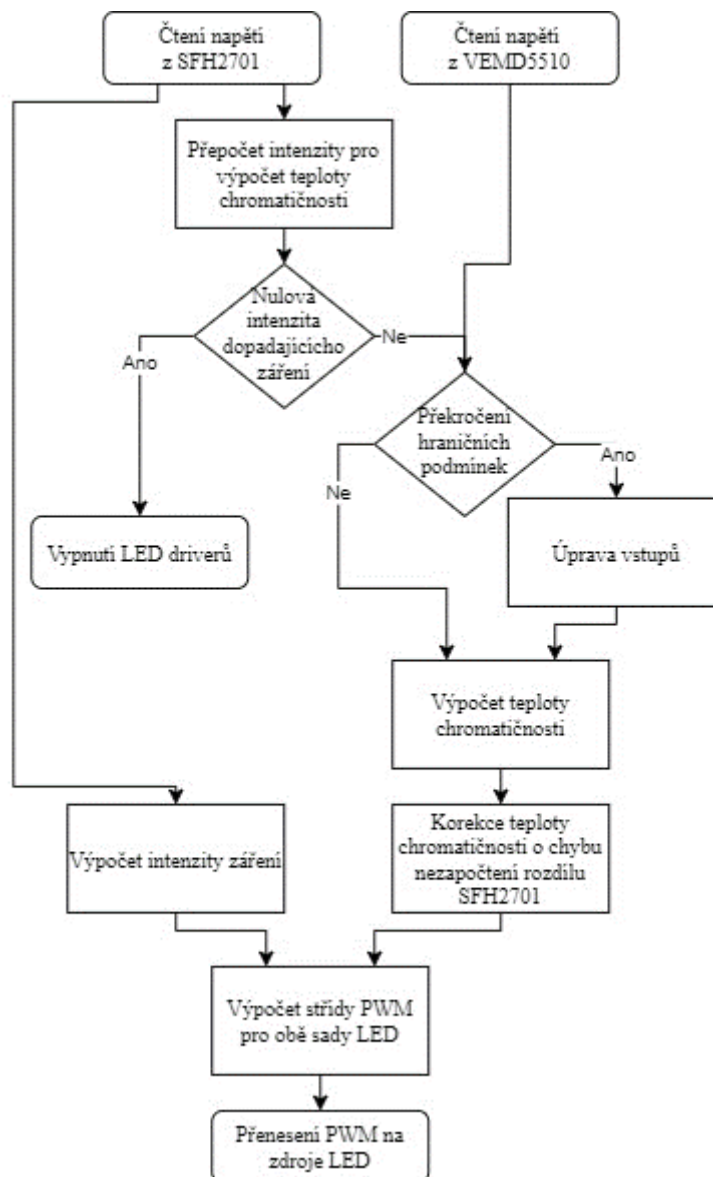
Pro první fázi výpočtu je tedy malé změny napětí na SFH2701 při změně teploty chromatičnosti možné zanedbat a její výstupní napětí ze zesilovače k ní připojenému považovat za konstantní při jakékoliv teplotě chromatičnosti dopadajícího záření. Z vyčteného napětí je potom vypočteno, jaké hodnoty by byly vyčteny na zesilovači s VEMD5510 při teplotách chromatičnosti 3000 K a 5000 K. Porovnáním reálné hodnoty s maximální vypočtenou (pro 5000 K) a minimální vypočtenou (pro 3000 K) je stanovena teplota chromatičnosti dopadajícího záření. Druhou sledovanou hodnotou je intenzita záření, která je vypočtena z napětí zesilovače SFH2701 a porovnána s maximální hodnotou, které může být při přímém osvětlení ve slunečný den dosaženo. Dále dochází ke kompenzaci teploty chromatičnosti kvůli tomu, že na začátku měření bylo napětí na zesilovači s SFH2701 považováno za nezávislé na teplotě chromatičnosti. Dále je vypočítána intenzita svícení každé sady LED a tento údaj je přenesen na PWM vstup zdrojů konstantního proudu pro LED.

Ve výpočetní části je nutné ošetřit některé vstupy, které by znamenaly nesprávný výpočet teploty chromatičnosti nebo úplné selhání mikroprocesoru, který by bylo nutné restartovat. Jedná se zejména o následující okrajové podmínky:

- Pokud je senzor umístěn v úplné tmě, výstupní napětí jsou nulová. To by způsobilo dělení nulou při výpočtu teploty chromatičnosti a pád programu. Proto je do programu přidána podmínka, která při nulové hodnotě vstupních proměnných přeskakuje výše zmíněné výpočty a na obě sady LED přímo nastavuje nulovou intenzitu svitu.

- Výstupní napětí z VEMD5510 nesmí překročit meze stanovené přepočtem ze SFH2701. V tomto případě dojde k pevnému nastavení mezní hodnoty a ta je dále zpracována. K tomuto jevu může dojít, pokud je senzor osvětlen zářením, jehož teplota chromatičnosti se nepohybuje mezi 3000 K a 5000 K. Protože je nastavena hraniční hodnota, zařízení pořád pracuje s nejbližší hodnotou takového záření. Pro úplné odstranění této možnosti by bylo nutné zvolit LED, jejichž teplota chromatičnosti je buďto vyšší u studené bílé nebo nižší u teplé bílé.

Postup výpočtu teploty chromatičnosti a intenzity osvětlení ukazuje vývojový diagram na obr. 8.1.



Obr. 8.1: Postup výpočtu teploty chromatičnosti

8.2 Průměrování hodnot vstupů

Při prvních měřeních napětí pomocí A/D převodníku mikroprocesoru bylo zjištěno, že měřené hodnoty nejsou konstantní a jejich rozptyl se pohybuje v hodnotách do 10 %. Jednou z možností je zavedení průměrování dat vyčtených z převodníku. Protože zařízení používá mikroprocesor, jehož rychlost je řádově větší, než by zařízení vyžadovalo, je průměrování hodnot využíváno při každém čtení z A/D převodníku. Rozptyl výsledných dat je z velké části ovlivněn počtem měření, která jsou zprůměrována do jednoho výsledku.

Při hodnocení pouhým pohledem je takový rozptyl nejvíce viditelný, pokud pozorovatel sleduje jednu sadu LED, která má svítit malou intenzitou. Při malé intenzitě je totiž změna intenzity mnohem více postřehnutelná na rozdíl od vyšších intenzit, kdy běžný pozorovatel nemusí postřehnout změnu např. do desíti procent, což je způsobeno nelineárním vnímáním intenzity osvětlení pouhým okem.

8.3 Ruční ovládání

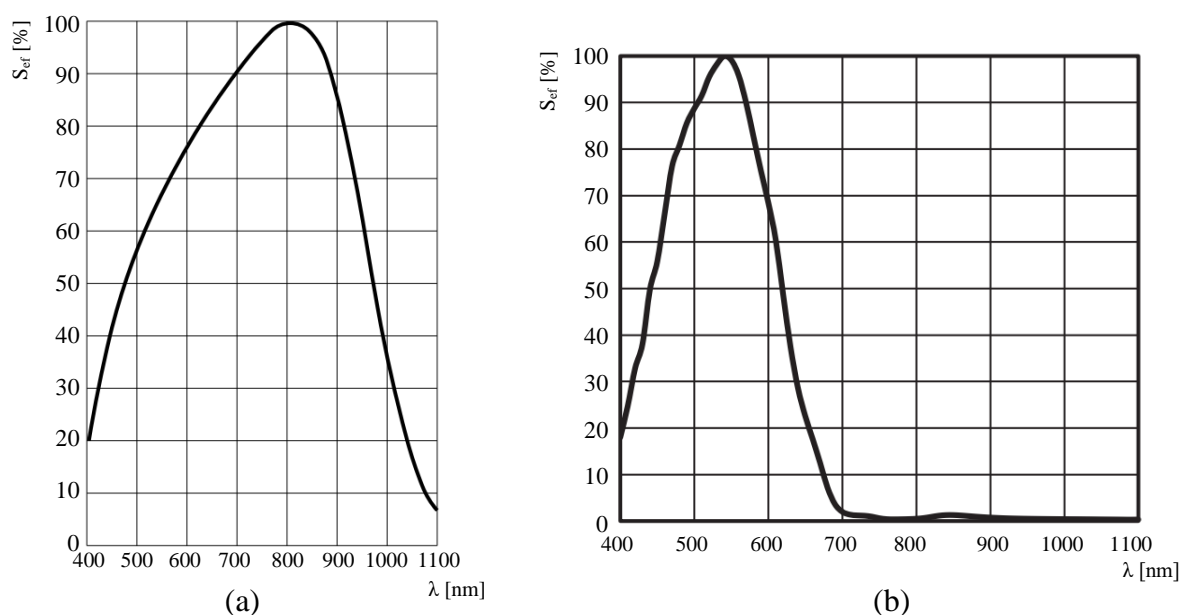
Tři ze čtyř tlačítek připojených k mikroprocesoru v režimu ručního ovládání slouží k nastavování intenzity a teploty chromatičnosti záření. Při přepnutí do režimu ručního ovládání zbývajícím tlačítkem svítidlo na začátku přejímá hodnoty z automatického režimu, tedy ponechává intenzitu a teplotu chromatičnosti z posledního měření. Tyto veličiny je možné dále upravovat stisknutím nebo držením dalších tlačítek.

K nastavení intenzity slouží dvě tlačítka, jedním je intenzita zvyšována a druhým snižována. Stisknutím příslušných tlačítek dochází k inkrementaci nebo dekrementaci proměnné, která v procentech udává intenzitu záření LED. Na rozdíl od automatického módu, kde nemůže dojít k tomu, že hodnota této proměnné nebude v intervalu od 0 do 100 %, zde jsou okrajové podmínky ošetřeny tak, aby uživatel nemohl svými vstupy hranice tohoto intervalu přeskočit. Do programu je zapracováno malé zpoždění, které zabrání příliš rychlé inkrementaci nebo dekrementaci, a tím nemožnosti precizního nastavení intenzity záření.

Teplota chromatičnosti se nastavuje pomocí jednoho tlačítka. Protože není dostupné druhé tlačítko pro nastavování druhým směrem, je po zvýšení teploty chromatičnosti na maximální možnou úroveň a dalším držením tlačítka automaticky nastavena úroveň nejnižší.

8.4 Kalibrace

Pro dosažení přesných výstupů byla provedena kalibrace vyrobeného senzoru. Tato kalibrace také umožnila efektivní odpočet infračervené složky záření, která je snímána fotodiodou SFH2701, jejíž spektrální vlastnosti ukazuje obr. 8.2 (a). Část obrázku (b) doplňuje spektrální vlastnosti fotodiody VEMD5510.



Obr. 8.2: Relativní spektrální senzitivita fotodiod SFH2701 (a) a VEMD5510 (b), upraveno z [19], [20]

Senzor svítidla byl umístěn na plochu osvětlenou denním světlem. Jako kalibrační měřidlo byl využit spektrometr SpectriLight ILT 950. Jeho senzor byl umístěn vedle senzoru použitého v práci tak, aby osvětlení těchto dvou senzorů bylo co nejstejnější.

Měření bylo prováděno pomocí několikanásobného snímání hodnot, které byly pro získání přesnějšího výsledku průměrovány. Data ze senzoru svítidla byla měřena mikroprocesorem. K tomu byla použita část zdrojového kódu pro ovládání svítidla, což bylo výhodné proto, že výstupy z tohoto měření měly stejný formát jako měřená data a bylo jednoduché s nimi dále pracovat. Spektrometr prováděl celé měření a výpočet teploty chromatičnosti automaticky na stisk jednoho tlačítka, byl tedy získán přímý výsledek.

Výsledky z tohoto měření umožňují upravit konstanty použité v softwaru tak, aby rozvážení světla teplých a studených bílých LED odpovídalo reálné teplotě chromatičnosti okolního záření.

Po vytvoření finální verze softwaru bylo svítidlo zkoušeno v reálném provozu. Pozorováním bylo určeno, že svítidlo přizpůsobuje intenzitu okolnímu osvětlení a odpovídajícím způsobem mění teplotu chromatičnosti světla – např. ve večerních hodinách poskytuje odpovídající teplejší barvu světla. Pokles intenzity byl viditelný zejména při rychlých změnách venkovního osvětlení – rychlý příchod oblačnosti apod. Protože měření veličin nebylo v domácích podmínkách možné, k monitoringu byly využívány hodnoty konstant vypočítané v softwaru.

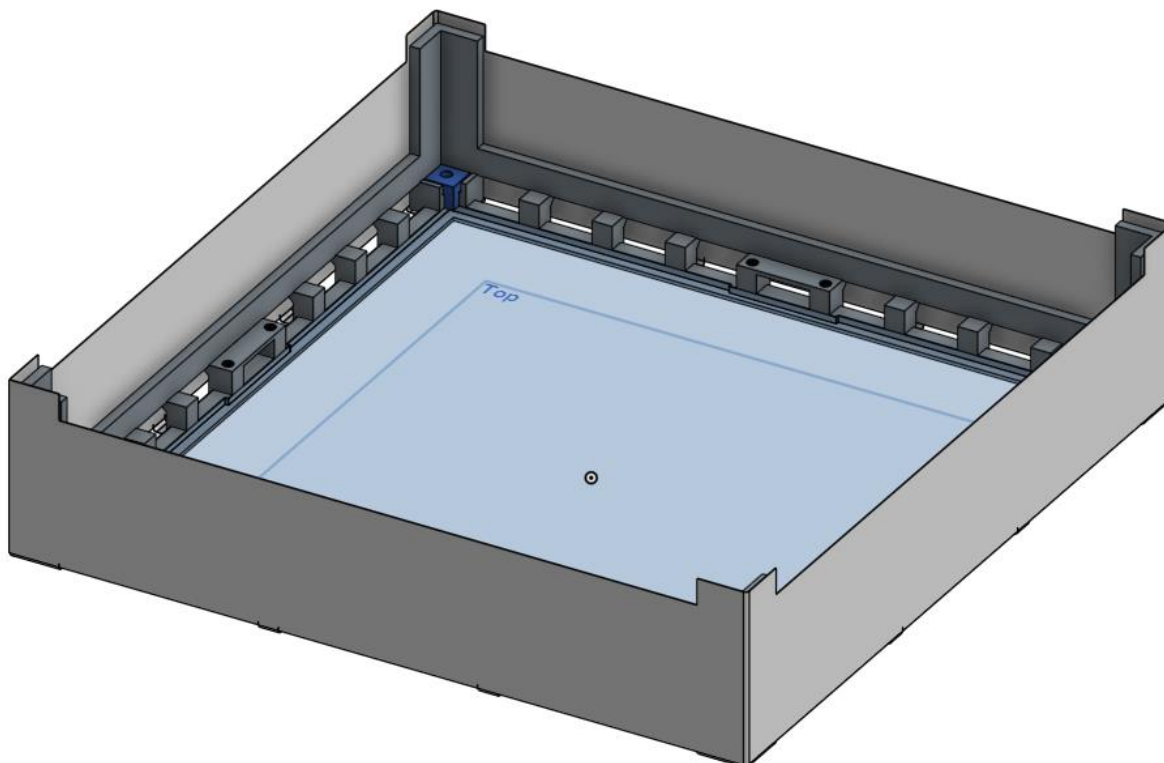
9. NÁVRH A VÝROBA MECHANICKÉ KONSTRUKCE

9.1 Návrh mechanické konstrukce

Aby mohlo být svítidlo provozováno, musí být uloženo v odpovídající krabici, která má následující základní funkce:

- Mechanické upevnění a spojení jednotlivých dílů
- Zabránění dotyku živých částí
- Přívod a odvod vzduchu pro chlazení obvodu

Byla navržena taková konstrukce, která výše zmíněné funkce plní. Pro návrh byla použita výuková verze programu OnShape. První verze návrhu byla koncipována jako plastová krabice, ve které jsou uloženy LED panely i řídicí DPS. Po jejím vytvoření a přípravě podkladů pro tisk bylo zjištěno, že doba tisku 7 hodin a 53 minut je moc velká. Proto byl zvolen jiný přístup, který zahrnoval také návrh dílu z ohýbaného plechu, který zajišťoval zakrytí velkých ploch, a tím došlo ke snížení tiskového času na méně než polovinu. Vizualizaci výsledného návrhu ukazuje obr. 9.1. Navržený díl zabírá celou plochu použité 3D tiskárny, což omezuje například možnosti vytvoření větších otvorů pro proudění vzduchu.



Obr. 9.1: Navržené konstrukční díly

Na spodní straně krabice je viditelná průsvitná deska, přes kterou bude procházet světlo z LED. Jako vhodný materiál bylo vybráno plexisklo tloušťky 2 mm. Hlavním důvodem pro jeho výběr je dostupnost a možnost zpracování v digitální dílně FabLab Brno. Výhodné by bylo použití částečně bílé zbarveného plexiskla, které by mělo dobrou propustnost světla, ale

nebylo by průhledné, což by napomohlo lepší disperzi světla. Takové plexisklo bohužel není v materiálové nabídce FabLabu dostupné, čiré bylo tedy zvoleno jako nejlepší dostupná varianta. Toto plexisklo je usazeno do 3D tištěného rámu. Aby nemohlo při manipulaci vypadnout, jsou pro jeho upevnění v rozích instalovány malé 3D tištěné díly, které ho drží pevně na místě, jak ukazuje řez na obr. 9.2. Díl je znázorněn tmavě modrou barvou.



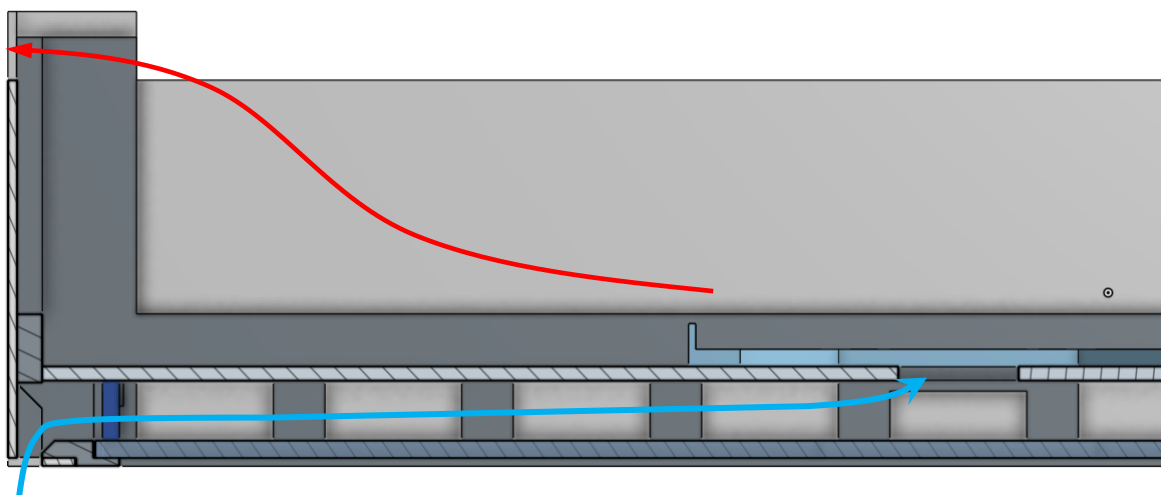
Obr. 9.2: Upevnění plexiskla

Skrz tento díl je připevněn LED panel. K připevnění jsou použity šrouby M3x8, které jsou šroubovány do vytištěného závitu. Výhodou tohoto řešení je zmenšení počtu šroubů, protože jeden šroub je využit pro upevnění plexiskla i LED panelu. Alternativou by bylo použití západky, ale to není v tomto případě vhodné kvůli tomu, že západka by byla namáhána nejvíce ve směru, ve kterém je kvůli orientaci při tisku cca třetinová pevnost oproti ostatním směrům.

9.1.1 Chlazení zařízení

Pro dostatečné chlazení zařízení je potřebné dostatečné obtékání vzduchu. To je zajištěno otvory v krycím plechovém dílu a dále vhodným vedením vzduchu uvnitř zařízení, jak je viditelné na obr. 9.3. Vzduch v zařízení proudí nenuceně. Ze spodní strany vzduch vstupuje výřezy v kovovém dílu, které jsou umístěny po všech stranách svítidla. Vzduch nemůže proudit dále vzhůru kvůli 3D tištěné přepážce, která je součástí dílu. Pohybuje se do prostoru LED panelů a řídicí DPS, od kterých přebírá odpadní teplo a ze zařízení odchází horními otvory. Tloušťka prostoru pro nasátí vzduchu byla zvolena na 3 mm kvůli tiskové ploše použité 3D tiskárny. Pokud by byl tento díl vyroben na tiskárně většího formátu, bylo by možné tento rozměr zvětšit a umožnit průchod většímu objemu vzduchu. Dále je také možné rozšířit výřezy v plechovém dílu i do stran, což by ale už ovlivnilo vzhled výrobku.

Při použití vodivého (kovového) dílu je také nutné zajistit jeho vodivé propojení s ochranným vodičem v zařízení. Protože je do zařízení ochranný vodič přiveden, není potřebné měnit zapojení zařízení. Je ale potřebné vytvořit vhodné připojení na kovovém díle, které je vhodné realizovat pomocí bodového navaření 6,3mm FASTON konektoru. Je vhodné zachovat odnímatelné připojení, které zaručuje snadnější manipulaci se zařízením při transportu a montáži.

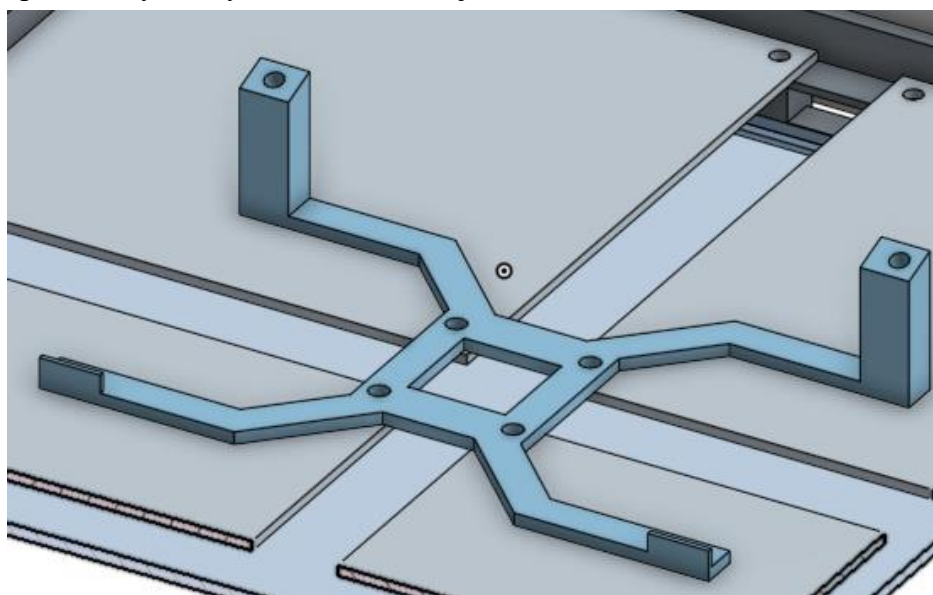


Obr. 9.3: Proudění vzduchu uvnitř krabice

9.1.2 Připevnění řídicí DPS

Pro upevnění řídicí DPS jsou využity hliníkové desky tvořící LED panely. Řídicí DPS je vhodné do zařízení umístit nakloněnou, aby byl lépe směřován vzduch obtékající zahřáté součástky. Tomu byl také přizpůsoben návrh držáku pro tuto DPS. Ta musí být umístěna izolovaně od hliníkových desek, aby nemohlo dojít ke vzniku výboje. Jednou z možností je vytvoření izolační podložky, která by tomu zabránila. Protože je ale žádoucí, aby byla DPS obtékána vzduchem, byla zvolena možnost izolace dostatečnou vzdáleností od hliníkových ploch a vytvoření dílu s tenkými opěrnými body místo jedné opěrné plochy.

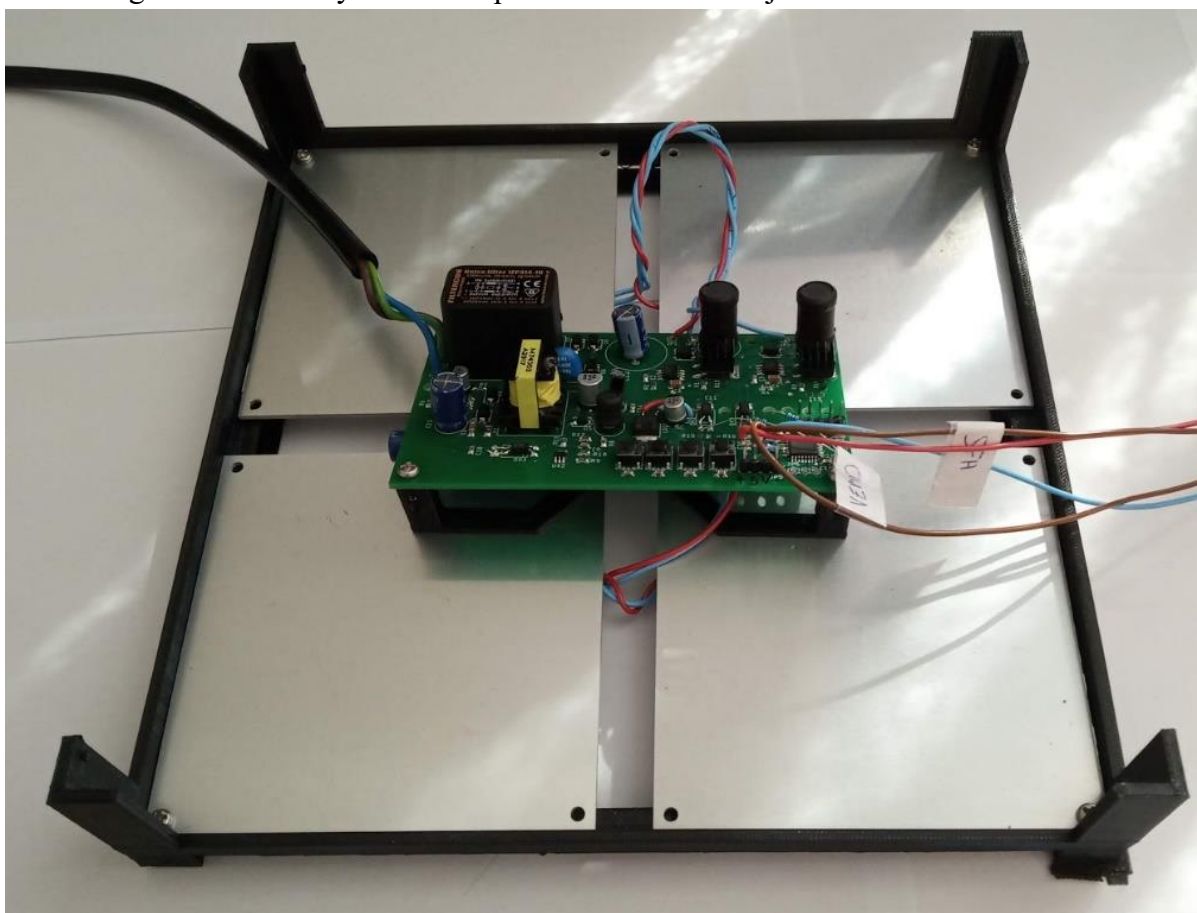
Propojení mezi DPS a držákem je provedeno pomocí šroubovaných spojů. Pro spojení hliníkových DPS a držáku jsou použity i matky, které jsou zafixovány. Řídicí DPS je připevněna pomocí vytištěných závitů. Držák je ukázán na obr. 9.4.



Obr. 9.4: Držák řídicí DPS

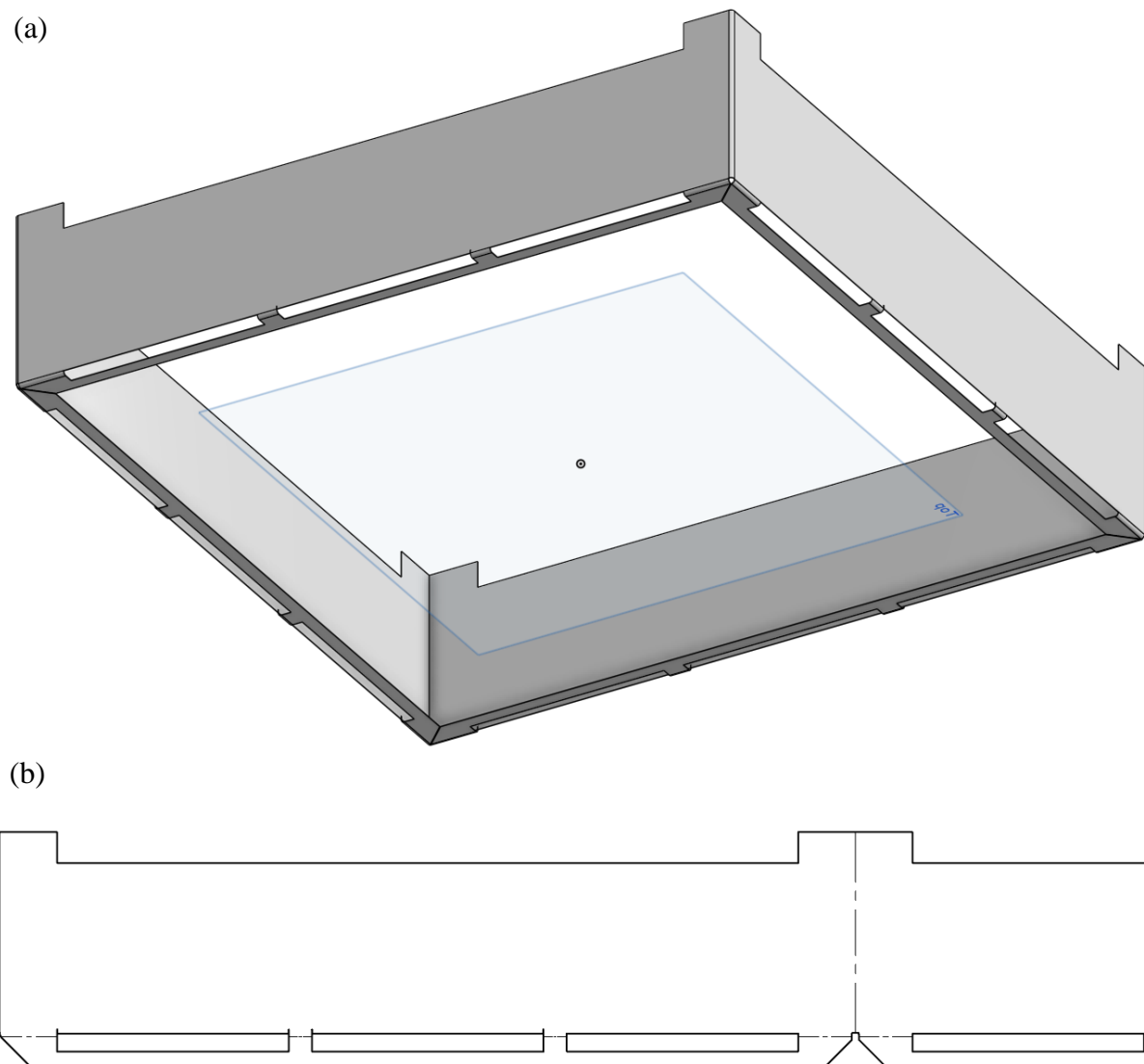
9.2 Mechanická konstrukce svítidla

Jako materiál pro mechanickou konstrukci svítidla byl zvolen PET-G kvůli jeho vyšší pevnosti a odolnosti. Plochy výtisku, které budou přiléhat ke kovovému dílu, bylo nutné opatřit podpěrami, aby nedošlo k jejich kolapsu. Zbytek dílu je navržen tak, aby ho bylo možné vytisknout bez podpěr. S ohledem na velikost tělesa byla zvolena výška vrstvy 0,25 mm, ale u vhodné tiskárny by bylo možné zvolit vyšší vrstvu, což by znamenalo úsporu tiskového času. Fotografie elektroniky usazené v plastovém dílu ukazuje obr. 9.5.



Obr. 9.5: Elektronika usazená ve vytištěném dílu

Výroba kovového dílu musí být kvůli nedostupnosti zařízení zadána externí firmě. V návrhovém programu OnShape byl z navrženého dílu vytvořen model z ohýbaných plechů. Vizualizaci ukazuje obr. 9.6 (a). V návrhovém prostředí byly také vytvořeny podklady pro výrobu tohoto dílu ve formátu .dxf, který obsahuje čáry pro řezání plechů a volitelně i doplňující informace pro ohýbání do finální podoby. Protože je jeden z rozměrů plechu 886 mm, ukazuje obr. 9.6 (b) pouze část výrobních podkladů (je viditelná plocha jednoho boku, ostatní se ohnou pod úhlem tak, aby tvořily ostatní boky). Následně dojde k ohnutí spodních částí na všech bocích. To vytvoří prostor pro vsazení elektroniky a plastové části svítidla.



Obr. 9.6: Vizualizace (a) a ukázka výrobních dat (b) dílu z ohýbaného plechu

Na obrázku jsou viditelné také otvory pro nasátí chladicího vzduchu. Ten proudí dovnitř konstrukce a chladí zařízení, jak ukazuje kapitola 9.1.1. Návrh počítá s ohýbáním o 90° ve všech případech.

10. MOŽNOSTI DALŠÍHO VÝVOJE

Při realizaci zařízení bylo nalezeno několik směrů, kterými se může ubírat další vývoj zařízení.

Zařízení obsahuje izolovaný měnič topologie Flyback, který společně s optočleny zajišťuje možnost bezpečného dotyku části DPS, která obsahuje ovládací tlačítka. Finální zařízení je ale koncipováno jako samostatné svítidlo, které má řídicí DPS uloženou ve vnitřní části a pro dotyk nedostupnou.

Zařízení je vhodné doplnit možností dálkového ovládání, které je možné realizovat více způsoby. Pro samostatně postavené zařízení je vhodné je využít infračerveného ovladače, který je možné zakoupit v setu s přijímačem za poměrně nízkou cenu. Pokud by se zařízení mělo stát součástí projektu chytré domácnosti, bylo by vhodné přidat modul, který by zajišťoval připojení do sítě, jako jsou ESP01 nebo ESP32. Ovládání by mohlo probíhat např. pomocí smartphonu. Při použití ESP by také mohla data ze senzoru osvětlení sloužit jako vstupy pro další zařízení chytré domácnosti, např. pro ovládání žaluzií a další prvky osvětlení.

Při sériové výrobě svítidla založeném na tomto zařízení bylo by vhodné provést několik změn, které vycházejí z rozdílu při konstrukci zařízení v několika málo kusech a ve velké sérii. Změny popisují následující body:

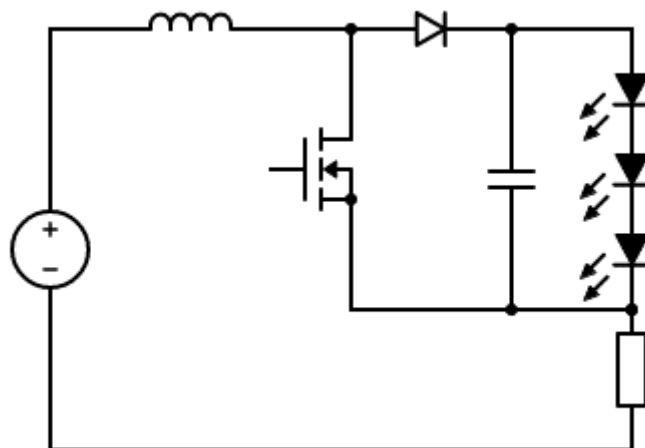
- Z ekonomických důvodů bylo svítidlo složeno z několika menších LED panelů. Pokud by bylo svítidlo vyráběno ve větších sériích, rozdíl ceny většího panelu oproti několika menším by nebyl velký. Takový panel by se potom lépe montoval a ušetřily by se náklady za spojovací materiál. Silová část zdrojů konstantního proudu není obvodově složitá, mohla by tedy být také přesunuta na hliníkovou DPS, která je pouze jednostranná. Tím by se mohly ušetřit další prostředky za chladiče. Řídicí obvod s mikroprocesorem a měnič topologie Flyback by byly i nadále umístěny na DPS z FR4, protože nedochází k tepelnému zatížení jejich součástí a lépe se realizují na dvouvrstvé DPS.
- Krabice navržená v kapitole 9.1 je přizpůsobena možnostem výroby s omezeným vybavením. Pro sériovou výrobu by bylo levnější a efektivnější použít místo 3D tisku vstřikovací lis.
- Místo 3D tištěných závitů je vhodné využít samořezné vruty do plastů, které jsou dnes v podobných zařízeních běžné. V plastovém dílu by byly vytvořeny díry pro vruty, které by měly menší průměr a neměly závit. Při vhodném návrhu dílu pro vstřikovací lis by se upustilo od výroby kovového krytí, což by výrobek dále zlevnilo. Tyto díly by mohly být kvůli vzhledu pokoveny.

10.1 Napájení z fotovoltaických panelů

Zajímavou možností, ve kterém by bylo možné zařízení využít, je napájení ze solárních panelů. Jednalo by se o úplné nahrazení klasického světlíku, který by místo optického světlovodu využíval drátové propojení. Pro tyto účely byl vybrán solární panel CELLEVIA POWER CL-SM40M s výkonem až 40 W [27]. Napájení ze solárního panelu vyžaduje změnu

topologie zdrojů konstantního proudu ze snižujících měničů na zvyšující. Tyto úpravy je možné provést i na DPS vyrobených pro snižující měnič. Odpadá potřeba použití galvanicky odděleného měniče typu Flyback pro napájení mikroprocesoru, je využít pouze LM1117, který stabilizuje výstupní napětí na hodnotu 3,3 V.

U zdrojů konstantního proudu by byly propojeny svorky pro připojení LED. Z původního umístění by byla odstraněna dioda, která by byla nově připojena katodou k LED řetězci, ke kterému by byl připojený sběrný kondenzátor, jak ukazuje obr. 10.1. Pro zjednodušení je solární panel zobrazen jako zdroj napětí.



Obr. 10.1: Schéma pro solární napájení měničů konstantního proudu

Při otevření spínacího tranzistoru je dioda uzavřená a dochází k ukládání energie do tlumivky. Napětí na tlumivce má kladný pól u zdroje. Při rozepnutí tranzistoru se polarita napětí na tlumivce otáčí a napětí zdroje se sčítá s napětím tlumivky, polarizace diody je propustná a přes LED protéká proud. V této části cyklu se nabíjí kondenzátor, který poskytuje dostatek energie pro svícení LED při opětovném sepnutí tranzistoru. Snímací rezistor plní stejnou funkci, jako v původním obvodu.

Další možností je přidání akumulátoru pro uchování energie. To by bylo výhodné, pokud by se svítidlo využívalo i v režimu ručního ovládání v době, kdy není možné ze slunce získat dostatek energie. Schéma zapojení by bylo stejné jako výše navržené.

11. ZÁVĚR

Cílem diplomové práce byl návrh a realizace svítidla, které tvoří záření s takovými parametry, jaké má okolní osvětlení. Jako klíčové parametry byla zvolena intenzita okolního osvětlení a rozložení studené a teplé bílé barvy. Tyto veličiny zařízení reprodukuje.

Svítidlo obsahuje LED, jejichž celkový výkon dosahuje 34,8 W. Jsou sériově spojovány na DPS s hliníkovým jádrem, aby byly odpovídajícím způsobem chlazeny. Pro tyto LED byl navržen proudový regulátor s tlumivkou, který je řízen pomocí PWM. Zařízení obsahuje jeden regulátor pro teplou bílou a druhý pro studenou bílou sadu LED, ale obvody jsou identické. Počáteční frekvence byla zvolena 500 kHz, výhodou použitého obvodového řešení je možnost jednoduché změny frekvence, která byla dále využita.

Součástí svítidla je zdroj topologie Flyback, který slouží jako zdroj napětí pro galvanicky oddělenou část obvodu – mikroprocesor a jeho periferie. Byl vybrán dostupný mikroprocesor z rodiny STM32F3, který je použitý pro přepočty vstupních veličin na výstupní.

Mikroprocesor získává informace ze senzoru osvětlení, který měří vlastnosti záření pomocí dvou fotodiod s rozdílnými spektrálními charakteristikami. Senzor obsahuje transimpedanční zesilovače, které fotoproud diod zesilují a převádějí na napětí.

Jako první byly testovány zdroje konstantního proudu pro LED. Vhodně zvolená pracovní frekvence těchto měničů přináší možnost jejich miniaturizace, ale také udává teploty, při kterých některé součástky v zařízení pracují. Proto bylo při uvádění do provozu používáno měření termokamerou, díky kterému bylo možné najít optimální řešení pro funkci zařízení. Měření probíhalo i na měniči topologie Flyback, kde bylo zjištěno, že není potřebné provádět větší úpravy, a že je tento měnič vhodný pro napájení mikroprocesoru.

Pro zařízení byl vyvinut software, jehož hlavním úkolem je přepočty vstupních signálů z fotodiod na výstupní signál PWM, kterým se ovládají zdroje konstantního proudu pro LED. Je ale využito i dalších možností, například možnost použití ručního ovládání svítidla.

Součástí práce je i návrh a částečná realizace konstrukční krabice, ve které je svítidlo umístěno. Pro realizaci byly využity technologie dostupné pro jednotlivce nebo malosériovou výrobu. Při návrhu konstrukční krabice bylo dosaženo některých limitů použité technologie (maximální tisková plocha 3D tiskárny, velká doba tisku). Práce obsahuje i návrhy změn, které by bylo vhodné implementovat, pokud by zařízení mělo být vyráběno sériově.

Takto vyrobené zařízení získává prostřednictvím senzoru informace o stěžejních veličinách okolního osvětlení a tyto parametry používá při tvorbě umělého světla. Práce uvádí další možnosti rozvoje takového zařízení, které by byly buďto uživatelsky výhodné, nebo vyplynuly z jeho realizace.

LITERATURA

- [1] SLÁMA, Pavel. *Vliv teploty na světelně-technické parametry LED* [online]. Brno, 2015 [cit. 2018-10-11]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=103110. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Tomáš Pavelka.
- [2] Elektroluminiscenční dioda (LED). *RemoteLAB GYMKT: Vzdálená internetová laboratoř* [online]. Klatovy [cit. 2020-10-18]. Dostupné z: <http://remote-lab.fyzika.net/experiment/04/experiment-4-teorie.php?lng=cs>
- [3] SOUBUSTA, Jan. *Fyzika pevných látek* [online]. 1. vydání. Olomouc: Univerzita Palackého v Olomouci, 2012 [cit. 2020-10-18]. ISBN 978-80-244-3095-9. Dostupné z: <http://jointlab.upol.cz/~soubusta/PL/epl.pdf>
- [4] The Light Emitting Diode. *Electronics Tutorials* [online]. Aspencore, 2016 [cit. 2020-10-18]. Dostupné z: https://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_8.html
- [5] BOUŠEK, Jaroslav, Petr KOSINA a Barbora MOJROVÁ. *Elektronické součástky* [online]. Vysoké učení technické v Brně, 2015 [cit. 2020-10-18]. Dostupné z: <https://moodle.vutbr.cz/course/view.php?id=169938>
- [6] COUFAL, Martin. *DC/DC měnič pro světelný zdroj s LED* [online]. Brno, 2019 [cit. 2020-10-18]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119432?zp_id=119432. Vedoucí práce Prof. Ing. Jaroslav Boušek, CSc.
- [7] ŠPANĚL, Petr. *Zvyšující měnič napětí pro napájení notebooku z palubní sítě osobního automobilu* [online]. Brno, 2009 [cit. 2020-10-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15975. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Ing. Jan Hejkrlik.
- [8] SCHWEBER, Bill. *The Flyback Power-Supply Architecture and Operation. Electronic Design* [online]. 2019 [cit. 2020-10-22]. Dostupné z: <https://www.electronicdesign.com/power-management/power->

supply/whitepaper/21808957/the-flyback-powersupply-architecture-and-operation

- [9] HV9861A: LED Driver with Average-Mode Constant Current Control. *Microchip* [online]. 2014 [cit. 2020-10-22]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005333A.pdf>
- [10] KOPECKÝ, Ladislav. Flyback converter (Blokující měnič). *Free Energy: Disidenti vědy a techniky* [online]. 2018 [cit. 2020-10-22]. Dostupné z: <http://free-energy.xf.cz/teorie/dc-dc/Flyback-converter.pdf>
- [11] Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies. *Maxim Integrated* [online]. Maxim Integrated Products, Inc., 2001 [cit. 2020-10-22]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/8/848.html>
- [12] PICKERING, Paul. The Active Clamp Flyback Converter: A Design Whose Time Has Come. *Electronic Design* [online]. 2018 [cit. 2020-10-22]. Dostupné z: <https://www.electronicdesign.com/power-management/article/21806372/the-active-clamp-flyback-converter-a-design-whose-time-has-come>
- [13] Specific Lighting Product Data Sheet: LTW-5630AZLxx-EU. In: *Tme.eu* [online]. LITEON, 2016 [cit. 2020-10-24]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/09e113127f065a5c17bdaef9f6611eae/LTW-5630AZLXX-EU.pdf>
- [14] VIPER06: Energy saving high voltage converter for direct feedback. *ST microelectronics* [online]. 2020 [cit. 2020-11-01]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/details/viper06hs/stabilizator-napeti-obvody-dc-dc/stmicroelectronics/>
- [15] Myrra 74003 product datasheet: Flyback transformer. *Myrra* [online]. [cit. 2020-11-01]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/ae088d182d53a4357a044bfdf4e4c1e/74003-Datasheet.pdf>

- [16] BASSO, Cristophe. Implementing the TL431 feedback loop. *Dianyuan* [online]. [cit. 2020-11-08]. Dostupné z: <http://u.dianyuan.com/bbs/u/70/1360651225251207.pdf>
- [17] TS431: Adjustable shunt voltage reference IC. *ST microelectronics* [online]. 2020 [cit. 2020-11-09]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/ts431.pdf>
- [18] ADRAGNA, Claudio. AN1262 application note: OFFLINE FLYBACK CONVERTERS DESIGN METHODOLOGY WITH THE L6590 FAMILY. *ST microelectronics* [online]. 2001 [cit. 2020-11-08]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00004040-design-equations-of-highpowerfactor-flyback-converters-based-on-the-l6561-stmicroelectronics.pdf
- [19] VEMD5510CF: Silicon PIN Photodiode. In: *Vishay* [online]. 2019 [cit. 2020-11-30]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/84387/vemd5510cf.pdf>
- [20] SFH 2701: High Speed PIN Photodiode. *Osram* [online]. 2018 [cit. 2020-11-30]. Dostupné z: https://www.osram.com/ecat/CHIPLED%C2%AE%20SFH%202701/com/en/class_pim_web_catalog_103489/prd_pim_device_2219628/
- [21] TCS3200: Programmable Color Light-to-Frequency Converter. *Ams* [online]. 2014 [cit. 2020-11-30]. Dostupné z: <https://ams.com/tcs3200>
- [22] STM32F301x6 STM32F301x8: Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, up to 64 KB Flash, 16 KB SRAM, ADC, DAC, COMP, Op-Amp, 2.0 – 3.6 V. *ST microelectronics* [online]. 2018 [cit. 2020-12-06]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f301k8.pdf>
- [23] Izolační vzdálenosti na plošných spojích. *Technická univerzita v Liberci* [online]. Liberec [cit. 2021-01-28]. Dostupné z: https://dspace.tul.cz/bitstream/handle/15240/49222/izol_DPS.pdf?sequence=9&isAllowed=y
- [24] TCMT110. Series: Optocoupler, Phototransistor Output, Single Channel, Half Pitch Mini-Flat Package. *Vishay Intertechnology* [online]. [cit. 2021-02-12]. Dostupné z:

<https://www.tme.eu/Document/73055d363118926f5b19bce98e21cbdb/TCMT110x-DTE.pdf>

- [25] MCP6001/1R/1U/2/4: 1 MHz, Low-Power Op Amp. *Microchip Technology Inc.* [online]. [cit. 2021-03-28]. Dostupné z:
https://www.tme.eu/Document/c98656c49a036767b89c9bb93e3dda4a/mcp6001_2_4.pdf
- [26] IXTY2N65X2: X2 Class Power MOSFET. In: *Littlefuse.com* [online]. IXYS [cit. 2021-03-21]. Dostupné z:
https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/discrete_mosfets/littelfuse_discrete_mosfets_n-channel_ultra_junction_ixt_2n65x2_datasheet.pdf.pdf
- [27] CL-SM40M: High Efficiency, High Quality PV Module. *TME.eu* [online]. [cit. 2021-05-01]. Dostupné z:
<https://www.tme.eu/Document/26b455fdef2ea947c44f758f8961a568/CL-SM40M.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

LED	Light Emitting Diode
VA	voltampérová (charakteristika)
PWM	Pulse Width Modulation
RGB	Red, Green, Blue
SMPS	Switch-mode power supply
IO	integrovaný obvod
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
COB	Chip On Board (LED)
DPS	deska plošných spojů
ESR	equivalent series resistance
FB	feedback
RAM	Random Access Memory
RTC	Real Time Clock
PEI	Polyeterimid
PLA	Polylactic acid
TIA	Transimpedance amplifier
OZ	operační zesilovač
VCC	Voltage common collector
A/D	analogově digitální (převodník)
ESR	Equivalent series resistance
EMI	Electromagnetic interference
PET-G	polyethylentereftalát glykol

Symboly:

E_g	energie zakázaného pásu	[eV]
λ	vlnová délka	[m]
h	Planckova konstanta	[Js]
c	rychlost světla ve vakuu	[ms ⁻¹]
q	elementární náboj	[J]
U	napětí	[V]
f	frekvence	[Hz]
U_P	prahové napětí	[V]
I	proud	[A]
I_0	saturační proud diody	[A]
U_T	termodynamické napětí	[V]
T	teplota	[K]
T_c	teplota chromatičnosti LED	[K]
η	účinnost	[-]

P_{out}, P_{in}	výstupní výkon, vstupní výkon	[W]
t	čas	[s]
L	indukčnost	[H]
R_{CS}	snímací proudový rezistor pro HV9861	[Ω]
P	výkon	[W]
P_{ztr}	ztrátový výkon	[W]
t_{off}	doba vypnutí	[s]
R_T	časovací rezistor pro HV9861	[Ω]
U_{cc}	napájecí napětí	[V]
C	kapacita	[F]
$R_{DS(on)}$	odpor tranzistoru v sepnutém stavu	[Ω]
U_{out}, U_{in}	výstupní napětí, vstupní napětí	[V]
D	střída signálu	[-]
N_1, N_2	počet závitů transformátoru	[-]
U_Z	Zenerovo napětí	[V]
L_{LK}	rozptylová indukčnost	[H]
f_{sw}	spínací frekvence	[Hz]
I_{lim}	špičkový proud měniče typu Flyback	[A]